



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID



**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN**

PROYECTO FIN DE CARRERA

**COMUNICACIONES ÓPTICAS
DE BANDA ANCHA CON FASE MODULADA:
“ESTUDIO DE LA DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL
ÓPTICA”**

AUTOR: Andrés Macho Ortiz

TUTORA: Paloma Rodríguez Horche

DEPARTAMENTO: **Tecnología Fotónica y Bioingeniería**

2013

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



PROYECTO FIN DE CARRERA

**COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA
CON FASE MODULADA:**

**“ESTUDIO DE LA DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL
ÓPTICA”**

Autor: *Andrés Macho Ortiz*

Tutora: *Paloma Rodríguez Horche*

Miembros del Tribunal:

Presidente: *Miguel Ángel Muriel Fernández*

Vocal: *Paloma Rodríguez Horche*

Secretario: *Alfredo Martín Mínguez*

Suplente: *Santiago Aguilera Navarro*

Fecha de lectura y defensa:

Madrid, a de de 2013

Calificación:

Resumen

En el presente proyecto final de carrera se lleva a cabo un estudio de los sistemas de comunicaciones ópticas de 100 Gb/s. Las investigaciones realizadas se centran en caracterizar la degradación que sufren las señales de fase modulada durante su propagación por la fibra óptica a estas velocidades de transmisión.

En la primera parte del proyecto se repasan las principales técnicas de modulación y de recepción de la portadora óptica, se presentan los diferentes formatos avanzados de modulación digital empleados para transmisiones de banda ancha y se discute por qué las modulaciones QPSK y DQPSK ofrecen mejores prestaciones que el resto a 100 Gb/s.

La segunda parte compone el grueso del proyecto. Se centra en el estudio y la optimización de los sistemas ópticos de 100 Gb/s que hacen uso de los formatos de fase en cuadratura anteriores. De dicho análisis se pretende conocer cómo se degradan este tipo de señales a medida que se propagan por la fibra a estas velocidades. La principal limitación a la propagación provendrá del ruido ASE generado en cadena de amplificadores del enlace, de la dispersión cromática no compensada, de los efectos no lineales de la fibra y de la dispersión por modos de polarización.

Intentaremos descubrir además cómo controlar ciertos parámetros de diseño como el ciclo de trabajo de la portadora óptica, el mapa de dispersión del enlace, la potencia inyectada a la fibra, la longitud de los vanos de amplificación ..., para conseguir reducir la penalización sufrida por las limitaciones anteriores.

La detección óptica coherente, la multiplexación en polarización, fibras de gran área efectiva y elevado coeficiente de dispersión cromática, unidas al uso de los formatos de fase en cuadratura, componen la mejor solución tecnológica para conseguir hacer realidad las transmisiones ópticas a 100 Gb/s de larga y ultra-larga distancia.

Con el objetivo de completar el estudio teórico anterior, se diseñará una red óptica de banda ancha sobre la que se aplicarán las técnicas de diseño aprendidas a lo largo del proyecto. Se realizarán diversas simulaciones mediante un programa de simulación computacional para sistemas y dispositivos ópticos (OptiSystem v.10) con el fin poder alcanzar las metas propuestas.

Palabras clave

(D)QPSK, ASE, BER, detección diferencial interferométrica, DWDM, eficiencia espectral, gestión de la dispersión, GVD, IFWM, IXPM, modulación digital, multiplexación en polarización, OSNR, PMD.

Agradecimientos

Me enfrento a los renglones aún en blanco de esta sección sabiendo que son sin duda los más difíciles de toda la memoria. Mirando por la ventana de mi habitación, las gotas de lluvia que se deslizan abriéndose hueco por el vaho del cristal desempañan mi mente y, de repente, comienza a pasearse por mi cabeza todo ese público incondicional que, con ánimo incansable, ha estado año tras año apoyándome, siguiendo cada muletazo y cada triunfo a lo largo de mi carrera.

Son muchas las personas que me han acompañado durante todos estos años de universidad y que directa o indirectamente han contribuido a que hoy me encuentre escribiendo estas líneas con las que echo el cierre a mi proyecto final de carrera.

Merecen copar estas primeras líneas mis padres, Jesús y Teresa, pilares fundamentales en mi vida. Sin ellos jamás hubiese podido conseguir lo que he logrado hasta ahora. Todos y cada uno de sus valores constituyen un gran ejemplo a seguir, no solo para mí, sino también para mi hermana y todo el resto de mi familia. Y precisamente es a mi hermana, Ángela, la persona a la que se me hace más difícil poder plasmar en una sola página todo el cariño que la tengo. Es un auténtico ejemplo de esfuerzo, dedicación y constancia de trabajo.

A mis queridas primas Teresa y Sofía y a mis tíos: Andrés, Conchi, Ángel, Loli, Pepe, Mariví, Carmen y Patricia. No ha habido un solo día que haya pasado con ellos que no me hayan hecho sentir especial. El cariño y alegría que siempre me han transmitido no se puede compensar con unas pocas palabras. De corazón, mil gracias.

Me gustaría también agradecer el apoyo que me han dado durante todos los años de carrera y prácticamente durante toda mi vida mis grandes amigos: Edu, Kike, Nacho, Primo, Adolfo, Carlos, Piña, Marta, Guille, Vivi, Apa, Mario, Miki, Felipe... Los buenos momentos hacen que sean increíbles y los no tan buenos consiguen que dejen de tener importancia. Sin ellos todo se habría hecho mucho más difícil. Cada uno ha puesto su granito de arena en esta travesía. ...Y gracias también a ti, Miriam, por compartir conmigo parte de tu "luz" en mi último año de carrera.

A Don Jesús Medina Campo, profesor de Matemáticas del colegio Nuestra Señora del Buen Consejo de quien tengo un especial recuerdo. Gracias a él se despertó mi afán de investigación, me enseñó a estudiar con carácter crítico, a ir siempre un poco más allá y tener curiosidad por intentar comprobar hasta lo más evidente, o como él diría "*lo más trivial*".

Al profesor Don Miguel Ángel Muriel Fernández por dedicarme su tiempo siempre que lo he requerido. Es increíble no sólo la enorme cantidad de conocimientos que es capaz de transmitir, sino también la ilusión y humildad que muestra por aprender de los demás, reflejo de la gran persona que es.

A mi tutora, Paloma Rodríguez Horche ya que gracias a su guía y consejos ha sido posible sacar este proyecto adelante. Aprovecho además para agradecerla que me ofreciese la beca para colaborar en la plataforma educativa Moodle de la asignatura de Comunicaciones Ópticas. Me gustaría también agradecer a los demás miembros y compañeros del departamento – Antonio, Cheng, Javier, Santiago, Alfredo... – el apoyo que me han prestado desde que entré.

Una vez más, GRACIAS A TODOS.

"El ingenio es el alma de todo lo creado por el hombre"

Steve Jobs

Índice

Glosario	IX
----------------	----

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN 1

1. Avances Recientes en Sistemas de Comunicaciones Ópticas de Banda Ancha	2
2. Herramienta de Diseño Computacional: “ <i>OptiSystem</i> ”	8
3. Estructura de la Memoria	9

CAPÍTULO 2: MODULACIONES DIGITALES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA 11

1. Comunicaciones Ópticas Digitales	12
2. Modulación de la Portadora Óptica	14
2.1 Modulación Directa – Directly Modulated Lasers	14
2.2 Modulación Externa	15
3. Formatos Avanzados de Modulación Óptica	17
3.1 Modulaciones de Intensidad	18
3.2 Modulaciones de Frecuencia	27
3.3 Modulación en Polarización – PolSK	29
3.4 Modulaciones de Fase	30
3.4.1 (Differential) Phase Shift Keying - (D)PSK	31
3.4.2 (Differential) Quadrature Phase Shift Keying - (D)QPSK	34
3.5 Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)	37
4. Resumen	40

CAPÍTULO 3: RECEPTORES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA Y RENDIMIENTO IDEAL 41

1. Sistemas de Intensidad Modulada y Detección Directa	42
2. Comunicaciones Ópticas Coherentes	43
3. Estructuras Básicas Coherentes	45
4. Receptores Coherentes Síncronos	47

4.1 Receptor Síncrono para Señales de Intensidad Modulada	47
4.2 Receptor Síncrono (D)PSK	48
4.3 Receptor Síncrono para Señales Multinivel M-(D)PSK y M-QAM	49
5. Receptores Coherentes Asíncronos	52
5.1 Detección de Envolvente para Señales de Intensidad Modulada	52
5.2 Detección Asíncrona Heterodina DPSK	53
5.3 Detección Asíncrona Heterodina M-DPSK	54
5.4 Receptores de Diversidad de Fase	54
6. Receptores de Detección Directa	56
6.1 Detección Directa para Señales de Intensidad Modulada	56
6.2 Detección Directa DPSK	57
6.3 Detección Directa DQPSK	60
7. Receptores de Diversidad de Polarización	62
8. Resumen y Comparación de Receptores Ópticos	63

CAPÍTULO 4: PRINCIPALES FACTORES DE DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL ÓPTICA A 100 Gb/s Y ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS FORMATOS DE MODULACIÓN

(IM vs PM)	65
1. Formatos Avanzados de Modulación Óptica: Intensidad Modulada vs Fase Modulada	67
2. Atenuación y Ruido ASE: Sensibilidad en Recepción	67
2.1 Teoría	67
2.2 Resultados de Simulación	70
3. Diafonía y Tolerancia al Filtrado Óptico	73
3.1 Teoría	73
3.2 Resultados de Simulación	76
4. Dispersión Cromática	80
4.1 Teoría	80
4.2 Resultados de Simulación	84
5. Dispersión por Modos de Polarización (PMD)	91
5.1 Teoría	91
5.2 Resultados de Simulación	93
6. Efectos No Lineales de la Fibra Óptica	96
6.1 Teoría	96
6.2 Resultados de Simulación	105

6.2.1 Análisis en Transmisiones Monocanal	107
6.2.2 Análisis en Transmisiones DWDM	112
7. Rendimiento Global y Eficiencia Espectral de los Formatos de Modulación en un Vano de Amplificación.....	115
7.1 Rendimiento sobre el Canal Central: 193.1 THz	116
7.2 Rendimiento de los Canales Laterales	119
8. Resumen	121

CAPÍTULO 5: RESULTADOS DEL ESTUDIO DE LA DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL ÓPTICA CON MODULACIÓN DE FASE EN CUADRATURA A 100 Gb/s 123

1. Sensibilidad de (D)QPSK: Detección Coherente vs Detección Directa	124
2. Diafonía y Tolerancia al Filtrado Óptico Estrecho	130
3. Tolerancia a la Dispersión Cromática	134
4. Tolerancia a la PMD	139
5. Acumulación de Ruido ASE: Número Máximo de Vanos	143
6. Efectos No Lineales Intracanal: Tolerancia al IXPM e IFWM	147
6.1 Análisis en Transmisiones Monocanal	150
6.2 Análisis en Transmisiones DWDM 100-GHz grid	155
7. Resumen	160

CAPÍTULO 6: ANÁLISIS Y OPTIMIZACIÓN DE LOS SISTEMAS DWDM 100GbE PDM-(D)QPSK 161

1. Gestión de las Limitaciones a la Propagación en Sistemas (D)QPSK de 100 Gb/s	162
1.1 Limitación Predominante a 100 Gb/s según la Distancia de Propagación	163
1.2 Elección del Formato de Modulación Digital	165
1.3 Optimización del Mapa de Dispersión	169
1.3.1 Elección del Tipo de Fibra	169
1.3.2 Gestión de la Dispersión Cromática	173
1.4 Otras Estrategias de Gestión de las Limitaciones a la Propagación	182
2. Incremento de la Capacidad de los Sistemas DWDM: Multiplexación por División en Polarización	190
3. Caso Práctico: Red Óptica de Banda Ancha “Madrid-Barcelona”	194
4. Resumen	210

CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	211
1. Conclusiones del Proyecto	211
2. Tendencias y Líneas Futuras	214
2.1 Evolución Histórica de las Redes Ópticas de Banda Ancha	214
2.2 Más Allá de los 100G: “ <i>Ultrafast Optical Transmissions</i> ”	216
 ANEXO 1: MODULADORES ELECTROÓPTICOS	 221
A1.1 Modulador Electroóptico de Fase	221
A1.2 Modulador Electroóptico de Amplitud - MZM	223
 ANEXO 2: TRANSMISOR ÓPTICO (D)PSK	 227
A2.1 Modulador de Fase vs Modulador MZM	227
A2.2 Problemas Surgidos durante la Generación de las Señales RZ-(D)PSK	229
 ANEXO 3: TRANSMISORES ÓPTICOS (D)QPSK	 231
 ANEXO 4: ESTRUCTURAS BÁSICAS COHERENTES	 236
A4.1 Receptor “Single-Branch” o Receptor Simple	236
A4.2 Receptor Balanceado	239
A4.3 Receptor en Cuadratura	242
A4.4 SNR de las Estructuras Básicas Coherentes	245
 ANEXO 5: DATASHEET FIBRAS VASCADE®	 247
 Bibliografía	 251

Glosario

ADC	Analog-to-Digital Converter
AFC	Automatic Frequency Control
AMI	Alternate-Mark Inversion
AOM	Acousto-Optic Modulator
APC	Automatic Polarization Control
APD	Avalanche Photodiode
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
BW	Bandwidth
CAD	Computer-Aided Design
CAG	Control Automático de Ganancia
CD	Coherent Detection
CD _{acum}	Accumulated Chromatic Dispersion
CML	Chirp Managed Laser
CoWDM	Coherent Wavelength-Division Multiplexing
CPFSK	Continuous-Phase Frequency Shift Keying
CPM	Continuous Phase Modulation
CRC	Cyclic Redundancy Check
CRZ	Chirped Return-to-Zero
CSRZ	Carrier-Suppressed Return-to-Zero
CW	Continuous Wave
CWDM	Coarse Wavelength-Division Multiplexing
DAC	Digital-to-Analog Converter
DB	Duobinary
DBR	Distributed Bragg Reflector
DCF	Dispersion-Compensating Fiber
DCM	Dispersion-Compensating Module
DD	Direct Detection
DEMUX	Demultiplexor
DFB	Distributed Feedback Laser
DFT	Discrete Fourier Transform
DI	Delay Interferometer
DM	Dispersion Managed
DML	Directly Modulated Laser

DMT	Discrete Multi-Tone
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSF	Dispersion Shifted Fiber
DSP	Digital Signal Processing
DST	Dispersion-Supported Transmission
DWDM	Dense Wavelength-Division Multiplexing
EAM	Electro-Absorption Modulator
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
EE	Eficiencia Espectral
EM	Electromagnetic
ENoB	Effective Number of Bits
EOM	Electro-Optic Modulator
EPD	Electronic Predistortion
EPLL	Electrical Phase-Locked Loop
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
F-Pol	Frequency-Polarization Interleaving
FSK	Frequency Shift Keying
FTTH	Fiber To The Home
FWM	Four-Wave Mixing
GbE	Gigabit Ethernet
GNSE	General Nonlinear Schrödinger Equation
GVD	Group Velocity Dispersion
IaaS	Infrastructure-as-a-Service
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IFWM	Intrachannel Four-Wave Mixing
IM	Intensity Modulation
IMDD	Intensity Modulation and Direct Detection
ISI	InterSymbol Interference
ISPM	Intrachannel Self-Phase Modulation
ITU	International Telecommunication Union
IXPM	Intrachannel Cross-Phase Modulation
LAN	Local Area Network
Laser	Light Amplification Stimulated Emission of Radiation

LDPC	Low-Density Parity-Check code
LED	Ligth-Emitting Diode
LO	Local Oscillator
MAP	Maximum-A-Posteriori probability
M-ASK	Multi-Amplitude Shift Keying
MCM	Multi-Carrier Modulation
MDF	Medium Dispersion Fiber
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MLSE	Maximum-Likelihood Sequence Estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
M-PAM	Multi-Pulse Amplitude Modulation
MPI	Multipath Interference
M-PSK	Multi-Phase Shift Keying
M-QAM	Multi-Quadrature Amplitude Modulation
MSK	Minimum Shift Keying
MUX	Multiplexor
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NDM	Non-Dispersion Managed
NPN	Nonlinear Phase Noise
NRD	Net Residual Dispersion
NRZ	Non-Return-to-Zero
NZDSF	Non-Zero Dispersion Shifted Fiber
OA	Optical Amplifier
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
OPLL	Optical Phase-Locked Loop
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
OTN	Optical Transport Network
OXC	Optical Cross-Connect
PaaS	Platform-as-a-Service
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PASS	Phased Amplitude-Shift Signaling
PBC	Polarization Beam Combiner
PBS	Polarization Beam Splitter

PDL	Polarization Dependent Loss
PDM	Polarization Division Multiplexing
P-EDFA	Phosphate glass Erbium-Doped Fiber Amplifier
PIC	Photonic Integrated Circuit
PM	Phase Modulation/Modulator
PMD	Polarization Mode Dispersion
PolSK	Polarization Shift Keying
PPM	Pulse Position Modulation
PSBT	Phase-Shaped Binary Transmission
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RDPS	Residual Dispersion Per Span
RIN	Relative Intensity Noise
ROADM	Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer
RX	Receptor
RZ	Return-to-Zero
SaaS	Software-as-a-Service
SD-FEC	Soft-Decision Forward Error Correction
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SDM	Space-Division Multiplexing
SLA	Service Level Agreement
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SONET	Synchronous Optical Network
SOP	State of Polarization
SPM	Self-Phase Modulation
SSMF	Standard Single-Mode Fiber
TbE	Terabit Ethernet
TCM	Trellis Coded Modulation
TI	Tecnologías de la Información
TIA	Transimpedance Amplifier
T-Pol	Time-Polarization Interleaving
TX	Transmisor
VSB	Vestigial Sideband
WAN	Wide Area Network
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
WWDM	Wide Wavelength-Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

Las actuales redes de comunicaciones se ven con la obligación de proveer de una enorme capacidad de transporte de datos para resolver el continuo incremento del tráfico de internet. Actualmente la demanda de tráfico de datos ha crecido más del 200% desde el año 2007, debido principalmente a la fuerte emergencia de los servicios de difusión de video y de datos.

Esta explosión de los citados servicios de las TI ha propiciado la necesidad de implementar nuevas tecnologías en las redes de transporte óptico que permitan incrementar su capacidad, tanto en las redes troncales como en las redes de acceso. Todo ello ha conducido a la aparición de las nuevas jerarquías de transmisión de 100 Gb/s, más allá de las anteriores bases instaladas con una tasas de bit máximas de 2.5, 10 y 40 Gb/s por cada canal WDM.

En el seno de las actuales comunicaciones ópticas hay un gran interés por investigar nuevas tecnologías de transporte y por desarrollar la nueva generación de sistemas ópticos para redes LAN/WAN, transportando datos de un canal WDM a una tasa de 100 Gb/s para la actualidad y de 400 Gb/s para un futuro próximo [Winzer, P.J., 2010]. La ilustración 1.1 nos da una idea de la evolución durante los últimos años de la capacidad demandada a las redes ópticas troncales.

Los 100 Gb/s son la primera jerarquía estandarizada por la IEEE Ethernet y por la ITU-T para las redes de transporte óptico (OTN - *Optical Transport Network*). Los 100 Gb/s Ethernet (GbE) han sido publicados en el estándar 802.3ba en 2010, donde se propuso en un principio conseguirlos de forma comercial usando 4 canales paralelos de 25 Gb/s o mediante 10 canales de 10 Gb/s, con un alcance entre 10 y 40 km (“*paralelización de flujos*”).

Sin embargo, las actuales tendencias van enfocadas a conseguir unas tasas de bit de 100 Gb/s empleando un solo canal y con mayores distancias de propagación que las conseguidas hasta el momento. El cambio de rumbo de estas nuevas tendencias se enfoca hacia el estudio de nuevos formatos de modulación digital que permitan alcanzar dichas velocidades en distancias de medio y largo alcance [Lach, E. and Wilfried, I., 2011]. El resultado de dichas investigaciones será el impulso para la comercialización en un futuro no muy lejano de los 400 Gb/s (e incluso 1 Tb/s) por cada canal óptico.

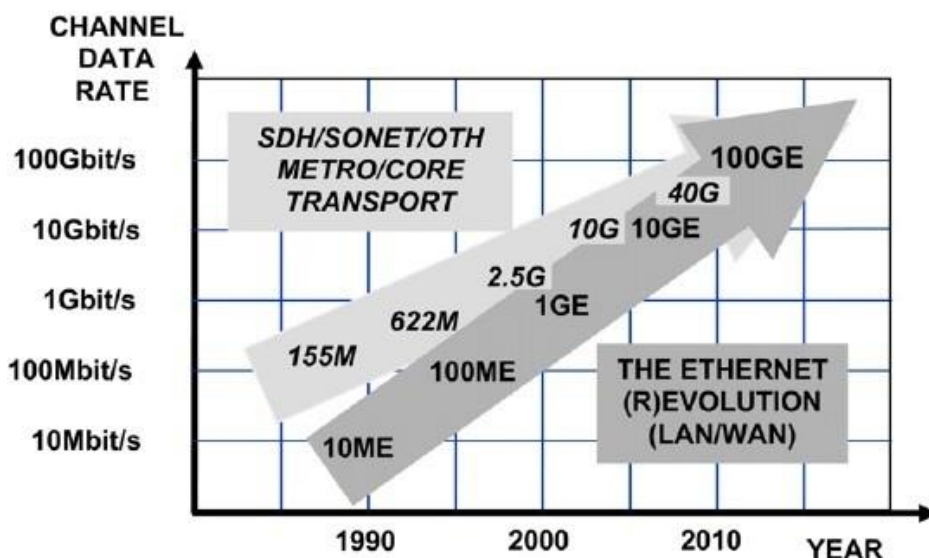


Figura 1.1: Evolución de la capacidad de las redes ópticas troncales durante los últimos años [Lach, E. and Wilfried, I., 2011].

1. AVANCES RECIENTES EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA

El extenso campo de la ingeniería de las comunicaciones ha desarrollado una amplia variedad de técnicas cuya puesta en práctica se ha traducido en un impulso beneficioso de las comunicaciones digitales, consiguiendo acercarnos cada vez más al límite de la capacidad de canal establecido por Shannon:

$$C \text{ (bps)} = BW \cdot \log_2(1 + \text{SNR})$$

La figura 1.2 presenta de forma conjunta todos los métodos y técnicas relevantes para la comprensión de los sistemas actuales de comunicaciones ópticas avanzadas: formatos de modulación digital, técnicas de multiplexación, gestión del mapa de dispersión, control del tráfico en routers, diferentes tipos de receptores ópticos, corrección de errores en recepción, ecualización óptica de las señales...

De particular interés en nuestro proyecto son los formatos de modulación, específicamente diseñados para la expansión de la capacidad de las redes ópticas de transporte. El aspecto de la modulación comprende tanto la elección de la constelación de símbolos como la determinación de la forma de onda que se utiliza para describir dicha constelación.

Además de la elección de un determinado esquema de modulación, podemos introducir redundancia en la secuencia de símbolos. Esto puede hacerse a través de la propia modulación digital, que configura el espectro emitido y evita ciertos patrones adversos de bits (TCM); o mediante un código de corrección de errores (CRC) que utilice la redundancia añadida en transmisión para corregir errores de símbolo en recepción (FEC). En cualquier caso, la redundancia en comunicaciones ópticas se suele enfocar hacia técnicas FEC, lo que implica un

aumento de la tasa de bit típicamente de un 7% en la mayoría de las redes ópticas actuales [Chaouch, H. *et al.*, 2010].

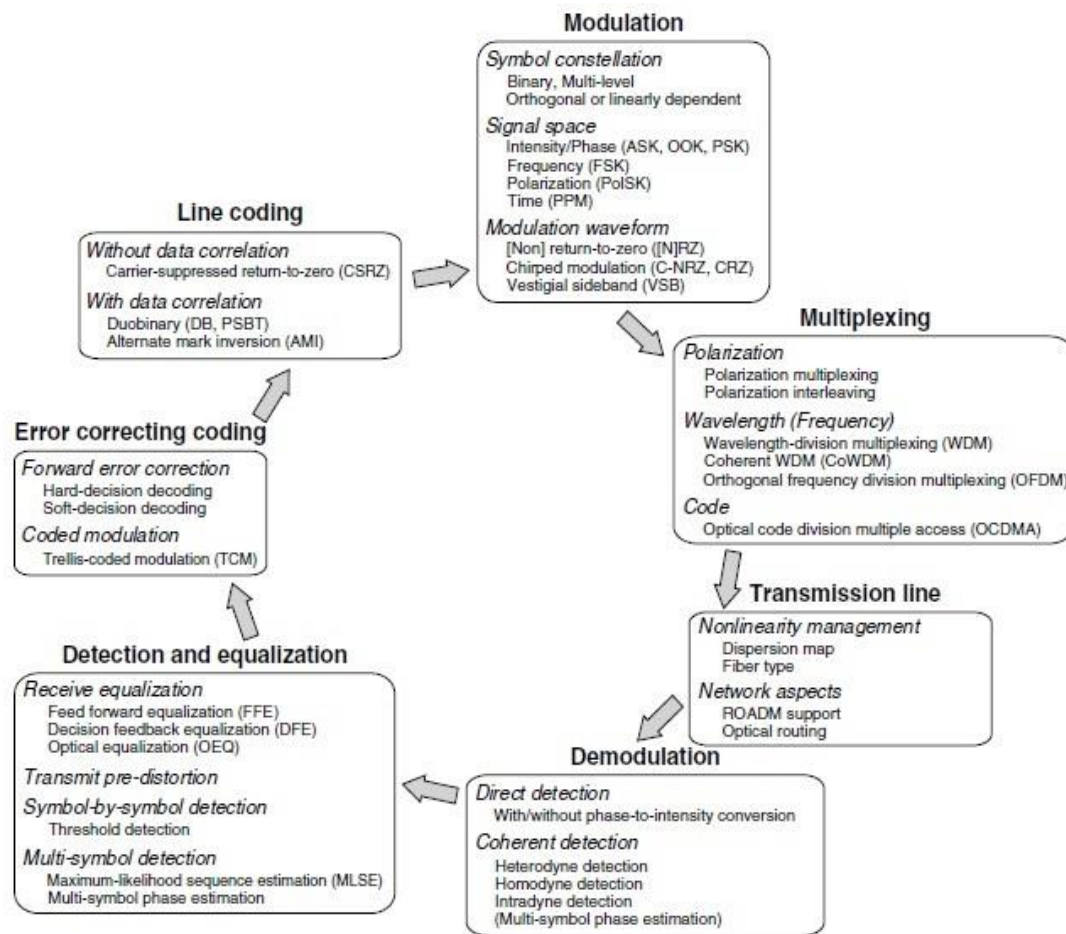


Figura 1.2: Resumen de las diversas técnicas desarrolladas para comunicaciones ópticas de banda ancha [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Para aprovechar el extenso ancho de banda proporcionado por una única fibra óptica se recurre a las técnicas de la multiplexación, consistentes en la compartición de un mismo medio físico por varios canales ópticos. Según el dominio explotado para agrupar dichos canales, podremos hablar de diferentes técnicas de multiplexación: por división en frecuencia o en longitud de onda (WDM, CoWDM, OFDM...), por división en el código (OCDMA), por división en el tiempo (OTDM) o por división en la polarización de la luz (PDM).

En el receptor, la señal óptica se demultiplexa y el canal de interés es demodulado de la frecuencias portadora a la banda base. La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas utiliza demodulación por contacto directo en fotodetección. Sin embargo, hace pocos años la demodulación coherente ha recibido un renovado interés, impulsada por los avances en el hardware de alta velocidad del procesamiento digital de la señal. Una consecuencia inmediata de esto último es que tanto el procesamiento de la señal en el receptor como las técnicas avanzadas de detección coherente se han convertido en importantes campos de investigación y comercialización en el mundo de las comunicaciones ópticas.

Todas estas técnicas de ingeniería tienen que ser compatibles con la propagación de la señal por la fibra. Con este fin han de aplicarse técnicas tales como la gestión de la dispersión, que resuelve la degradación sufrida por la dispersión de los pulsos al viajar por un medio no lineal y dispersivo como es la fibra óptica. Pero este punto de diseño quedará relegado a la segunda parte del proyecto, donde se estudiarán las perturbaciones de la señal óptica. Por ahora, nuestro foco de interés estará centrado en los nuevos formatos de modulación digital que se pretenden usar para conseguir incrementar la capacidad de cada canal óptico por encima de los 40 Gb/s.

Éstos, deben estar basados en un buen aprovechamiento del espectro óptico y poder ser generados con un consumo de energía no muy alto [Winzer, P.J., 2012]. Muchos han sido los tipos y formatos de modulación propuestos para conseguir transmisiones de banda ancha sobre un canal óptico [Winzer P.J. and Essiambre, R.J., 2003]:

- Modulaciones de intensidad: *NRZ, RZ, CSRZ, CRZ, DB, AMI, VSB, M-ASK, M-QAM* ...
- Modulaciones de fase: *PSK, DPSK, QPSK, DQPSK, M-PSK y M-DPSK*
- Modulaciones de frecuencia: *FSK, CPFSK, MSK* ...
- Modulaciones de polarización: *PolSK*

Los rendimientos aportados por los formatos de modulación a unas velocidades tan elevadas son muy dispares entre sí. Los principales factores que han intervenido en el predominio de una clase de formatos sobre otros son [Sinsky, J.H and Winzer, P.J., 2009; Winzer, P.J., 2010; Lach, E. and Wilfried, I., 2011]:

- **Robustez frente a las principales limitaciones a la propagación por el enlace óptico:** la dispersión cromática, la PMD, la acumulación de ruido ASE y los efectos no lineales serán el mayor escollo a superar durante la propagación de las señales de alta velocidad por la fibra. Limitan la capacidad y el alcance del sistema.
- **Aprovechamiento eficiente del espectro óptico,** lo que exige modulaciones de alta eficiencia espectral. Basándonos en este criterio las modulaciones multinivel, como M-QAM o QPSK, junto con la multiplexación en polarización se convierten en soluciones muy atractivas.
- **Evitar la distorsión no lineal** en las etapas electrónicas de amplificación no lineal en recepción. Así no se generarán productos de intermodulación que reduzcan el rendimiento del sistema en términos de relación señal a ruido (SNR). Esto requiere el uso de formatos de modulación donde se mantenga la envolvente de la portadora constante, como ocurre con las modulaciones de fase o de frecuencia.

Durante la última década, las modulaciones de fase han sido acogidas con grandes expectativas frente al resto de formatos de modulación. Aunque durante los próximos párrafos daremos una breve idea de las ventajas de este tipo de modulaciones frente al resto, a lo largo del capítulo 4, “*Principales Factores de Degradación de la Señal Óptica a 100 Gb/s y Análisis Comparativo de los Formatos de Modulación*”, discutiremos detenidamente por qué las últimas tendencias se han decantado por ellas para conseguir transmisiones de banda ancha.

La ventaja de mantener la envolvente de la portadora óptica constante subyace en la posibilidad de conseguir una mayor inmunidad frente a la distorsión no lineal en recepción y frente a los

efectos no lineales durante la propagación. Dicha propiedad solo la conseguiremos con modulaciones de fase o frecuencia, lo que excluye desde un primer momento a las modulaciones de intensidad.

Por otro lado, las modulaciones de fase se han impuesto frente a las modulaciones de frecuencia por hacer un uso más eficiente del espectro óptico. Estas últimas proporcionan la misma tolerancia a las no linealidades que las modulaciones de fase a costa de ocupar un mayor ancho de banda, lo que reduce su eficiencia espectral y su tolerancia frente a la dispersión cromática. A velocidades de 100 Gb/s en adelante, esto se tornará crucial en sistemas DWDM, donde deberemos ocupar el menor ancho de banda óptico posible por cada canal.

Son tres los factores clave que han permitido llevar a buen puerto la comercialización de los sistemas ópticos de banda ancha basados en las modulaciones de fase [Winzer, P.J., 2012]:

- La combinación de las **modulaciones de fase con diferentes códigos línea**. La idea se sustenta en modular la fase de un tren de pulsos generado a partir de un código línea como el NRZ, RZ o CSRZ. Así podremos hablar de modulaciones del tipo RZ-DQPSK, NRZ-PSK, CSRZ-QPSK...

En la teoría clásica de comunicaciones digitales se propone modular la fase de una señal con forma de onda senoidal. En comunicaciones digitales sobre fibra óptica el cambio radica en emplear un código línea como forma de onda (*pulse shaping*).

- La implementación en el receptor de **detección óptica coherente**, usando una fuente láser como oscilador local en recepción. La detección coherente supone una mejora en torno a unos 2-3 dB en términos de SNR en comparación con la clásica detección directa (*fotodetector + amplificador de transimpedancia*) que se venía empleando en los sistemas IMDD de décadas pasadas.
- El empleo de la **multiplexación en polarización** (PDM). Permite transportar dos señales ópticas independientes en una misma longitud de onda, cada una montada sobre una polarización ortogonal diferente del modo fundamental propagado por la fibra.

La técnica PDM permite doblar la eficiencia espectral de la modulación empleada, pudiendo ofrecer la misma capacidad de canal en la mitad de ancho de banda. Esto nos abre un gran abanico de posibilidades para poder realizar una gestión más eficiente del espectro óptico en sistemas DWDM de banda ancha. En el capítulo 5 de la memoria estudiaremos con detalle esta estrategia de multiplexación.

En la tabla 1.1 se recoge un resumen de algunas demostraciones de alta velocidad llevadas a cabo durante los últimos años. La mayoría emplean modulaciones de fase con el fin de aumentar la capacidad ofrecida por las redes ópticas. Actualmente hay muchas actividades centradas en incrementar la tasa de bit por canal por encima de los 100 Gb/s.

Tabla 1.1: Demostraciones experimentales de transmisiones ópticas de banda ancha durante los últimos años. (*No son sistemas de fase modulada).

Año	Capacidad por canal (Gb/s)	Modulación	Número de Canales	Rejilla DWDM (GHz)	Capacidad Agregada (Tb/s)	Distancia (km)	Comentarios	Referencia
2003	170.6	RZ-DPSK/DD	6	200	1	2000	DD: <i>Direct Detection</i>	[Gnauck, A.H. et al., 2003]
2004	85.6	RZ-DQPSK/DD	64	50	5	320	1.6 b/s/Hz	[Keang-Po Ho, 2005]
2007	111	PDM-CSRZ-DQPSK/DD	2x70	100	14	160	4 b/s/Hz Usando 7 THz de Ancho de Banda	[Sano, A. et al., 2007]
2008*	80	MSK	1	--	0.08	900	Con frecuencia modulada	[Binh, L.N., 2008]
2008*	107	NRZ-ASK	80	200	8	510	Usando intensidad modulada Requiere alta OSNR en recepción y FEC	[Veith, G. et al., 2008]
2008	55.5	PDM-RZ-QPSK/CD	2x82	50	8.2	2550	4 b/s/Hz CD: <i>Coherent Detection</i>	[Veith, G. et al., 2008]
2010	100	RZ-DQPSK/DD	1	--	0.1	1920		[Chaouch, H. et al., 2010]
2011	55.5	PDM-RZ-DQPSK/DD	2X11	50	1.1	95		[Alfiad, M.S. et al., 2011]
2011	56	PDM-RZ-QPSK/CD	2x5	50	0.5	2400	SMF: 25 span x 80 km DCF: 5 span x 80 km	[YanJun, Z. et al., 2011]
2011*	112	PDM-RZ-16QAM/CD	2x11	50	2.2	1500	8 b/s/Hz con PolMUX	[Alfiad, M.S. et al., 2011]

En estos sistemas de banda ancha la mayor limitación a la que se van a enfrentar nuestras señales ópticas es al conjunto de no linealidades presentes en la fibra. Si bien, aunque los sistemas de fase modulada son más tolerantes a las no linealidades, estos no son inmunes frente a ellas.

Cuando la señal es periódicamente amplificada por una cadena de amplificadores ópticos en una red de media o larga distancia, mantener una alta potencia óptica en la fibra estimula los efectos no lineales derivados del efecto Kerr. Todos estos efectos no lineales y sus consecuencias sobre las modulaciones de fase se estudiarán en el capítulo 5 “*Resultados del Estudio de la Degradación de la Señal Óptica con Modulación de Fase en Cuadratura a 100-Gb/s*”.

Como consecuencia de estimular el efecto Kerr, el ruido de emisión espontánea generado durante la amplificación óptica (conocido como ruido ASE – *Amplified Spontaneous Emission*) se convertirá en ruido de fase, el cual será la mayor limitación a la que se van a enfrentar las modulaciones de fase en transmisiones de banda ancha [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2004].

Se analizarán en detalle los distintos fenómenos que generan este ruido de fase en transmisiones a 100 Gb/s. Pero por ahora, daremos solamente una idea esquemática de cuáles son las principales fuentes del citado ruido de fase, todas ellas procedentes de estimular el efecto Kerr por mantener una potencia óptica elevada en la fibra [Keang-Po Ho, 2005; Essiambre, R.J. and Winzer, P. J., 2006]:

- La **Automodulación de Fase** (*SPM - Self Phase Modulation*) induciendo ruido de fase no lineal (NPN) procedente del batido de la señal con el ruido ASE. A este fenómeno se le conoce también con el nombre de “*Efecto Gordon-Mollenauer*” [Winzer, P.J. et al., 2008].
- La **Modulación de Fase Cruzada** (*XPM - Cross Phase Modulation*) induciendo también ruido de fase no lineal en nuestro canal debido al batido señal-ASE en otros canales DWDM, propagados todos ellos de forma paralela por la misma fibra óptica.
- El **Mezclado de Cuatro Ondas o Cuatro Fotones** (*FWM o FPM* que responden a las siglas del *Four Wave/Photon Mixing*). Las nuevas componentes espectrales surgidas de este fenómeno que caigan en la frecuencia de nuestro canal, se superpondrán sobre la señal como un nuevo ruido de intensidad. De nuevo, a través del efecto Kerr se traducirán en ruido de fase.
- **Efectos no lineales intracanal:** IXPM, IFWM (abreviaturas de *Intrachannel Cross Phase Modulation* e *Intrachannel Four-Wave Mixing*) generados por el solapamiento entre pulsos ópticos de un mismo canal al ser ensanchados por la dispersión cromática de la fibra. Los efectos no lineales intracanal también generan ruido de fase sobre nuestra señal óptica, siendo los efectos no lineales predominantes para transmisiones superiores a los 40 Gb/s.

A lo largo de esta memoria, a la vez que se analizan detenidamente todas las perturbaciones que pueden distorsionar las señales ópticas de fase modulada, se discutirán diferentes estrategias para minimizar su impacto en el rendimiento del sistema. Se pretende pues dar al lector una visión general de por qué las modulaciones de fase se han terminado imponiendo en los sistemas de 100 Gb/s y cuáles son las estrategias óptimas de diseño en este tipo de redes, las limitaciones que pueden aparecer y cómo gestionarlas adecuadamente.

2. HERRAMIENTA DE DISEÑO COMPUTACIONAL: “OPTISYSTEM”

La herramienta de diseño computacional elegida para realizar las simulaciones del proyecto es Optiwave OptiSystem 10, un programa diseñado específicamente para simular diferentes sistemas y dispositivos ópticos.

Este tipo de herramientas de diseño por ordenador surge debido a la necesidad de diseñar y analizar el comportamiento de diversos enlaces ópticos, cada vez más complejos. Normalmente incluyen dispositivos no lineales y fuentes de ruido no gaussianas, ambas altamente complejas de analizar. Consecuentemente, estas tareas sólo pueden realizarse de forma eficiente mediante herramientas de software avanzado.

Las herramientas software de tipo CAD (*Computer-Aided Design*) aportan un nuevo nivel de flexibilidad en la simulación de sistemas ópticos, permitiendo modificar las características de cada dispositivo y admitiendo diferentes grados de complejidad. Con estos beneficios y la disponibilidad actual de equipos informáticos de altas prestaciones, el interés en herramientas CAD para la simulación de sistemas ópticos ha experimentado un elevado crecimiento en los centros de investigación de todo el mundo durante la última década.

OptiSystem es un innovador paquete de software centrado en la simulación de sistemas ópticos para el diseño, test y optimización de la capa física de casi cualquier tipo de enlace óptico, desde redes de acceso hasta redes troncales internacionales.

Se trata de un simulador de nivel, basado en el modelado realista de un sistema de comunicaciones de fibra óptica que tiene un nuevo y potente entorno de simulación, con una jerarquía bien definida de componentes y sistemas. Sus posibilidades pueden ser ampliadas fácilmente añadiendo nuevos componentes creados por el usuario e interfaces transparentes para un amplio rango de herramientas.

La librería ampliable de componentes activos y pasivos incluye parámetros dependientes de la longitud de onda, dotando al entorno de trabajo de un carácter mucho más realista. Por otro lado, los parámetros en bucle permiten al usuario investigar sobre el efecto que tienen las especificaciones de un dispositivo en particular sobre el comportamiento del sistema.

Entre las ventajas que el uso de esta herramienta de diseño por ordenador puede aportar en el estudio de las comunicaciones ópticas destacan: la visión general del comportamiento del sistema, la reducción del riesgo de inversión, el prototipado rápido y barato, la evaluación de la sensibilidad de los parámetros de los dispositivos que integran la red, ayuda en el diseño de la tolerancia en las especificaciones de los mismos, etc.

Las principales aplicaciones de OptiSystem agrupan cualquier tipo de enlaces de fibra óptica en su capa física, como las redes CATV, redes WDM/OTDM, redes SONET/SDH, diseño de transmisores, amplificadores, receptores, mapas de dispersión, estimación del BER y penalizaciones del sistema, etc.

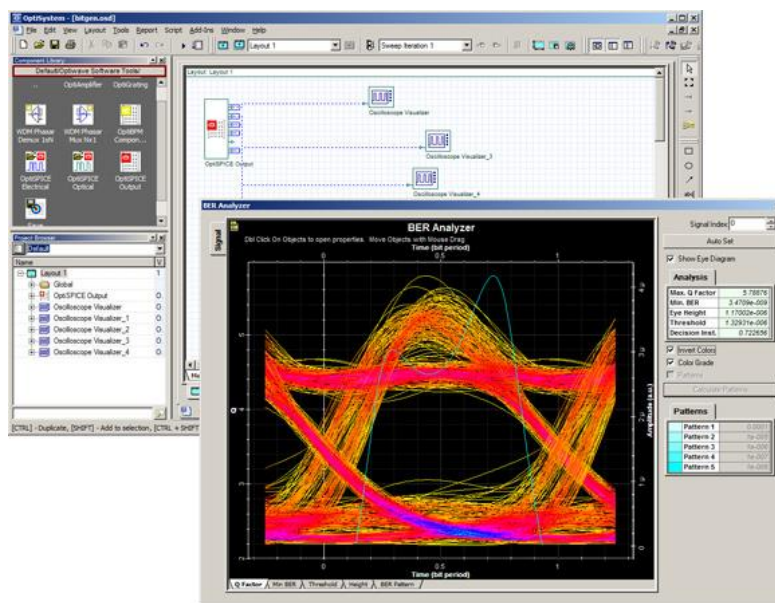


Figura 1.3: Captura de pantalla del programa OptiSystem.

3. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

El presente documento se divide en siete capítulos. En el **Capítulo Uno** se explica brevemente el enfoque del proyecto y se intenta transmitir al lector la relevancia que han adquirido en la última década las comunicaciones ópticas de banda ancha, enfocadas a mejorar la capacidad actual ofrecida por las redes troncales. Se asientan las bases teóricas necesarias para poder aterrizar en los posteriores capítulos, se detalla la estructura del documento y se citan las herramientas de trabajo utilizadas durante las simulaciones por ordenador y la realización de esta memoria.

El **Capítulo Dos** repasa las principales técnicas de modulación de la portadora óptica y estudia los formatos avanzados de modulación digital empleados en comunicaciones ópticas: modulaciones de amplitud, modulaciones de frecuencia, modulaciones de fase y modulaciones de polarización. De cada una de ellas se describe su forma de onda, su espectro y la manera de generarlas para su transmisión por la fibra. Razonamos por qué para transmisiones de banda ancha, las modulaciones de intensidad y las modulaciones de fase han sido los dos grandes grupos que se han terminado imponiendo frente al resto.

Mientras que el segundo capítulo se centra en la etapa de transmisión, el **Capítulo Tres** hace hincapié en la etapa de recepción, comparando los dos grandes tipos de detección empleados en comunicaciones ópticas: la detección directa y la detección coherente. Los sistemas clásicos de comunicaciones ópticas empleaban receptores de detección directa y señales de intensidad modulada (sistemas IMDD), pero la introducción de las modulaciones de fase para transmisiones de alta velocidad impulsó el desarrollo de la recepción óptica coherente. Durante este capítulo se verán los diferentes tipos de receptores ópticos coherentes existentes y compararemos sus prestaciones con los receptores de detección directa.

Los Capítulos Cuatro y Cinco comparan los formatos de modulación IM y PM estudiando su robustez frente a los principales factores de degradación de la señal óptica durante su propagación por la fibra a 100 Gb/s. En el **Capítulo Cuatro** se intenta transmitir al lector las razones por las que los formatos de fase en cuadratura se han terminado imponiendo frente al resto de modulaciones a estas velocidades de transmisión, y en el **Capítulo Cinco** nos centraremos en el estudio de las modulaciones de fase en cuadratura, analizando las diferencias de rendimiento que aparecen al variar la forma de los pulsos de la portadora óptica.

Una vez que demos por concluido el estudio comparativo de los formatos de modulación digital a 100 Gb/s, y tengamos una idea de qué tipo de modulación (D)QPSK es la más adecuada emplear según qué limitaciones a la propagación predominen a estas velocidades de transmisión, nos centraremos en estudiar la optimización del rendimiento y capacidad de los sistemas DWDM-100Gbps-(D)QPSK. Así, en el **Capítulo Seis** se presentarán y analizarán diferentes estrategias de diseño para gestionar las limitaciones a la propagación de estos sistemas, intentando garantizar el máximo rendimiento en cada canal óptico propagado por la fibra.

Finalmente se cerrará el documento con el **Capítulo Siete**, donde se expondrán las conclusiones extraídas del proyecto realizado. Se repasarán las tecnologías de diseño desarrolladas para las transmisiones por la fibra de 100 Gb/s y se indicarán cuáles son las principales líneas de investigación abiertas dentro del IEEE para los futuros estándares de 400 Gb/s y 1 Tb/s.

CAPÍTULO 2

MODULACIONES DIGITALES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA

En los sistemas de comunicaciones ópticas digitales, al igual que en otros sistemas de transmisión digital, una función esencial es la modulación de la señal transmitida que transporta la información que se desea propagar por el canal. Los formatos de modulación empleados en comunicaciones ópticas no difieren en esencia de los empleados en otros sistemas: usamos la amplitud, la frecuencia o la fase de la portadora en cuestión para codificar la información.

Las modulaciones digitales utilizadas para las comunicaciones ópticas son fundamentalmente las mismas que en comunicaciones por cable o por satélite. Una portadora óptica es usada en la fibra al igual que una onda electromagnética es empleada en comunicaciones de radiofrecuencia o una señal eléctrica es utilizada en comunicaciones por cable.

Tanto las modulaciones de amplitud, como las de fase o frecuencia emplean generalmente un diodo láser de semiconductor como fuente de luz, la cual puede salir modulada directamente del láser o pasar por una etapa de modulación externa que la module con mayor calidad. En sistemas ópticos de banda ancha donde debemos garantizar la estabilidad de la modulación, los moduladores externos se convierten en un factor fundamental del sistema.

En este capítulo se revisarán en primer lugar los principales métodos y tecnologías de modulación de la portadora óptica y posteriormente se estudiarán los distintos formatos avanzados de modulación óptica digital. Todas las modulaciones de amplitud, fase o frecuencia propuestas y desarrolladas durante los últimos años para los sistemas ópticos de banda ancha son revisadas en detalle.

1. COMUNICACIONES ÓPTICAS DIGITALES

Un sistema de comunicaciones digitales transmite la información en forma de bits “0” y “1”. Dicha información no se puede transmitir directamente entre el usuario o aplicación origen y el usuario o aplicación destino, sino que debe pasar por una serie de etapas previas que conformen la señal en transmisión y por unas etapas a posteriori que recuperen la información en recepción.

Repasemos rápidamente las diferentes etapas que constituyen un canal digital de comunicaciones ópticas, describiendo su función y por qué elemento óptico es desempeñado [Bateman, A., 2003; Sinsky, J.H and Winzer, P.J., 2009].

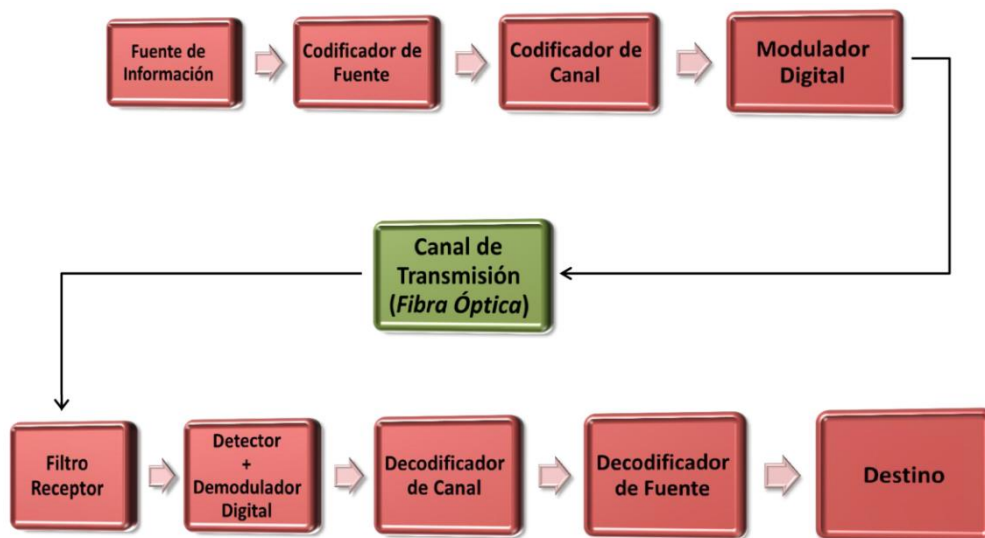


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un sistema óptico de comunicaciones digital.

El diagrama de bloques está compuesto por las siguientes etapas:

- **Fuente de información:** etapa encargada de convertir el mensaje que se desea transmitir en una señal de tipo digital. En el caso de que la señal origen sea analógica, será necesario utilizar un conversor ADC que la muestree y la convierta en la correspondiente cadena de bits.
- **Codificador de fuente:** tiene la función de eliminar parte de la redundancia introducida por la fuente, ofreciendo una compresión en el código digital inicial.
- **Codificador de canal:** Debido a la distorsión de la señal durante su propagación por la fibra, la información recibida en el destino será diferente a la entregada por la fuente, es decir, habrá un porcentaje de bits recibidos erróneos. El codificador de canal añade redundancia a la información digital con la intención de poder detectar y corregir los posibles errores en recepción, en la etapa de decodificación de canal (técnicas FEC).
- **Modulador digital:** genera la modulación digital que se va a propagar por la fibra óptica. El objetivo es maximizar el rendimiento del sistema en términos de SNR en recepción, intentando conseguir a su vez la máxima tasa de bit y la mayor distancia de propagación posible. Es una etapa fundamental del sistema. Puede ser desempeñada por

la propia fuente de luz del transmisor (modulación óptica directa) o bien por un modulador externo (modulación óptica externa).

La fuente de luz de nuestro sistema realiza la conversión electroóptica de la señal. En comunicaciones ópticas de distancias de medio y largo alcance, el uso de LEDs es prohibitivo debido a su elevado ancho de línea (≈ 150 nm). La limitación impuesta por la dispersión cromática en el balance de tiempos del enlace afectaría tanto a la distancia de alcance como a la tasa de bit, no llegando a superar los 300 Mb/s con modulación interna. En comunicaciones ópticas de banda ancha requerimos el uso de láseres monocromáticos (tipo DFB) con un ancho de línea de emisión muy reducido, en torno a 10 MHz, que reduzca al mínimo la penalización por dispersión cromática acumulada.

En esta etapa debemos **elegir la modulación** que vamos a emplear en nuestro canal óptico: modulación de intensidad, fase, frecuencia o polarización. La respuesta no es única [Winzer, P.J., 2012]. En función de los requisitos de la red unas modulaciones son preferibles frente a otras. En nuestro caso trabajaremos con redes de 100 Gb/s y distancias de propagación de medio y largo alcance.

- **Canal óptico:** medio que va a utilizar la señal modulada para ser transmitida. Evidentemente el soporte físico del canal será la propia fibra óptica empleada en el enlace. Según el tipo de fibra escogida, el rendimiento y el alcance del sistema variará para una determinada tasa de bit.
- **Filtro receptor:** antes de llegar al fotodetector, filtramos el ruido ASE generado en la cadena de amplificadores del enlace.
- **Detector+Demodulador digital:** esta etapa está constituida por diferentes dispositivos ópticos y eléctricos encargados de realizar la conversión óptico-eléctrica y de recuperar los símbolos digitales emitidos por el transmisor.
 - **Conversor óptico-eléctrico:** Diodo PIN o APD que convierte la señal óptica en eléctrica. En sistemas de alta velocidad se requiere que dichos dispositivos tengan un elevado ancho de banda y un tiempo de respuesta rápido.
 - **Oscilador local:** solo en caso de emplear detección coherente para recuperar la señal recibida. Se recurre a una fuente láser como oscilador local para realizar una conversión “*hacia abajo*” de la frecuencia instantánea de la portadora óptica.
 - **Demodulador Digital:** traduce los símbolos digitales recibidos en su cadena de bits equivalente.
- **Decodificador de canal y decodificador de fuente:** recoge la cadena de bits a la salida del demodulador digital. Detecta y corrige los bits erróneos (FEC) y entrega la información al usuario/aplicación destino.

Un concepto fundamental y generalizado en cualquier tipo de canal digital, ya sea de radiofrecuencia, óptico o por cable es el concepto de **sincronismo**. Las señales de sincronización permiten recuperar correctamente la información emitida por el transmisor. Para poder recuperar la información transmitida a través de un sistema de comunicaciones digitales se precisa conocer la señal de sincronismo de bit, la señal de sincronismo de trama y la señal de sincronismo de portadora.

Las señales de sincronismo de bit y de trama están incluidas dentro de los datos digitales. El sincronismo de bit permite distinguir el intervalo correspondiente a cada uno de los bits transmitidos, mientras que la señal de sincronismo de trama permite separar los distintos grupos de bits de una transmisión múltiplex (redes OTDM), de forma que los bits recibidos se puedan clasificar y dirigir al canal de salida apropiado.

El sincronismo con la portadora óptica permite recuperar la frecuencia y la fase de la portadora para la detección coherente de la señal. La detección óptica coherente nos permite mejorar la sensibilidad del sistema en torno a unos 2-3 dB respecto los sistemas tradicionales que emplean detección directa. En el capítulo 3 “*Receptores en Comunicaciones Ópticas de Banda Ancha y Rendimiento Ideal*” veremos en detalle la detección coherente enfocada a transmisiones de 100G.

2. MODULACIÓN DE LA PORTADORA ÓPTICA

La capacidad ofrecida por las redes ópticas ha estado tradicionalmente limitada por la velocidad de los componentes opto-electrónicos disponibles. Por lo tanto es de suma importancia tener siempre en cuenta aspectos prácticos del diseño del hardware asociado a la transmisión y detección fotónica. Encontrar la técnica de modulación más rentable y eficiente para una determinada aplicación de sistema, envuelve tanto a aspectos teóricos del propio formato de modulación como a la tecnología subyacente empleada en la generación de la portadora óptica.

Existen básicamente dos grandes grupos de tecnologías de modulación óptica ampliamente extendidas en la actualidad: generación de la portadora óptica con láseres modulados directamente (modulación directa) o mediante dispositivos externos al láser que modulen la luz radiada por los mismos antes de su acoplo a fibra (modulación externa). En los dos siguientes apartados del capítulo se dará una idea general sobre ambas tecnologías.

2.1 MODULACIÓN DIRECTA – DIRECTLY MODULATED LASERS

La modulación directa de los láseres es el camino más fácil para imprimir la información digital de la fuente sobre la portadora óptica. Los datos que se desean transmitir modulan la corriente de conducción del láser DML, y a través de ella se consigue generar una modulación de intensidad, de frecuencia o de fase.

La **generación de una modulación de intensidad** mediante un DML se basa en emplear una corriente eléctrica que alimente al láser sincronizada con los datos digitales. Los bits “1” encienden el láser emitiendo luz coherente. Los bits “0” estarán sincronizados con un valor de la corriente muy por debajo de su valor umbral, de manera que éste no emita potencia óptica alguna.

La idea conceptual de cómo **generar una modulación de frecuencia** a través de un DML es un poco más compleja de entender. Si queremos trabajar con valores de frecuencia de modulación por debajo de 1 MHz, el efecto se logra por modulación de la temperatura de la cavidad láser. Pero considerando trabajar a frecuencias superiores, la modulación se obtiene gracias a los cambios que tienen lugar en la densidad de portadores de carga (pares electrón-hueco). Cuando la frecuencia de modulación está por encima de 1 MHz, debemos generar una corriente con un

valor de pico suficientemente elevado como para modificar la temperatura y la concentración de portadores de carga en la unión p-n. Ambos hechos inciden sobre el índice de refracción de la cavidad y consecuentemente sobre la longitud de onda de emisión. Los cambios sobre la corriente del láser se traducen pues en variaciones en la frecuencia de emisión [Pereda, J.A.M, 2004].

La **generación de una modulación de fase** mediante modulación directa solo se puede conseguir para el caso binario PSK/DPSK. La forma más sencilla de obtener estas modulaciones mediante un DML es manteniendo o invirtiendo la amplitud del campo óptico radiado (± 1), en sincronización con los datos digitales procedentes de la fuente. Así estaremos induciendo transiciones en la fase del campo entre 0 y π radianes. En el caso de querer trabajar con modulaciones de fase multinivel habrá que recurrir a técnicas de modulación externa.

Debido a su capacidad de compactación y bajo coste, los DML's permiten una densa integración en circuitos óptico-eléctricos. En la última década, el límite de la modulación directa se encontraba en torno a los 2.5 Gb/s en los láseres de semiconductor, pero a día de hoy los DML's están ampliamente capacitados para superar dichas velocidades. Varios resultados se han obtenido por encima de los 20 Gb/s, llegando incluso a alcanzar los 40 Gb/s en algunas demostraciones [Martín, E.M., 2010].

El principal inconveniente del uso de DML's para transmisiones de banda ancha y largo alcance es el elevado factor chirp que presentan (modulación de fase residual). El chirp expande el espectro óptico emitido e incrementa la distorsión de la señal durante su propagación por la fibra debido a la dispersión cromática y las no linealidades de la misma. Estos factores son la principal causa que hace inviable el uso de la modulación directa en redes DWDM de banda ancha. Sin embargo, el factor chirp de los DML's puede ser explotado para técnicas de compensación de la dispersión, como por ejemplo la técnica de prechirping en transmisión (CML - *Chirp Managed Laser*).

Otro de los grandes inconvenientes de emplear modulación directa por encima de los 10 Gb/s es que se obtendría una señal de peor calidad que la que se conseguiría con modulación externa. Esto se debe al ruido procedente del láser con el que nacería la señal óptica antes de acoplarse a la fibra. Ruidos tales como el ruido RIN, ruido de fase o de frecuencia estarán presentes en mayor medida en nuestra señal usando modulación directa, lo que supondrá una penalización adicional en el rendimiento global del sistema. En el capítulo 5 de la memoria se estudiará el impacto de este tipo de ruidos en señales de fase modulada.

2.2 MODULACIÓN EXTERNA

En este apartado se muestra cómo realizar la modulación de la portadora óptica de forma externa al láser del transmisor. En esta situación, el láser genera una intensidad óptica constante (CWL - *Continuous Wave Laser*) que pasa posteriormente por un dispositivo óptico externo al que se hace llegar la señal moduladora. A la salida, la radiación estará modulada con la forma deseada para su posterior acoplo a la fibra.

La modulación externa suele ser necesaria para redes de velocidades superiores a los 40 Gb/s, donde los DML's se quedan cortos en prestaciones. Ninguno de los problemas procedentes de la modulación directa, como el chirping o el derivado del comportamiento de los modos longitudinales del láser, estarán aquí presentes. La modulación externa provee de una señal

óptica de mayor calidad, tanto para las modulaciones de intensidad como para las modulaciones de fase o de frecuencia [Pereda, J.A., 2004].

Todos los tipos de moduladores ópticos externos comercializados se basan en la variación que sufren las propiedades de un material con la aplicación de una señal externa de distinta naturaleza. Los dos tipos más extendidos son los moduladores *electroópticos* (EOM) y los de *electroabsorción* (EAM). En los primeros, una señal eléctrica externa origina un cambio en el índice de refracción del material. Los segundos están basados en la variación de absorción de la luz cuando ésta atraviesa un semiconductor sobre el que actúa un campo eléctrico externo. El tercer tipo de modulador existente, y que en la actualidad es el que tiene un uso menos extendido, es el *acusticoóptico* (AOM). En ellos, una onda acústica da lugar a un cambio periódico en el índice de refracción de la cavidad del modulador.

Las soluciones anteriores han sido empleadas desde la década de los sesenta en configuraciones convencionales, esto es, con el láser y el modulador en dos estructuras totalmente separadas e independientes. Aunque la tendencia actual es la de presentar a ambos en un mismo componente integrado (PIC-*Photonic Integrated Circuits*), que se ofrece en el mercado indicando las características del conjunto.

Los moduladores más extendidos, tanto por sus prestaciones como por su economía de diseño, son los electroópticos. Un cristal electroóptico, como el Niobato de Litio, con una tensión aplicada en la dirección correcta puede modular la intensidad y la fase de la señal óptica. En las redes de 40 y 100 Gb/s comercializadas en la actualidad, y en las futuras de 400 Gb/s y 1 Tb/s, la generación de las señales de ultrabanda ancha se consigue con los moduladores electroópticos interferométricos Mach-Zehnder, contruidos con este material. Debido a la relevancia que han alcanzado estos dispositivos en las comunicaciones ópticas actuales, describimos su estructura y funcionamiento en el anexo 1 de la memoria.

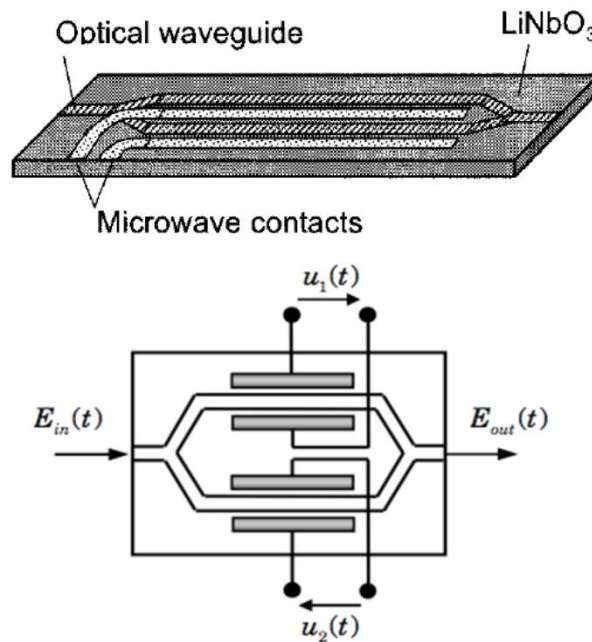


Figura 2.2: Modulador electroóptico basado en el interferómetro Mach-Zehnder [Weber, H.G. *et al.*, 2006].

3. FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA

En esta sección se pretende dar una visión general de cuáles son los formatos de modulación digital que han sido propuestos y desarrollados para las comunicaciones ópticas de banda ancha de la actualidad (y de los próximos años). El objetivo es aportar al lector un valor añadido en la descripción de cada modulación digital desde un punto de vista óptico, indicando cómo generarlas para su transmisión por la fibra. Posteriormente, en el capítulo 4 se discutirá por qué las modulaciones de fase se han impuesto sobre el resto de formatos para transmisiones a 100 Gb/s.

La figura 2.3 permite ubicarnos perfectamente dentro de todas las técnicas digitales avanzadas desarrolladas en el seno de las comunicaciones ópticas. Resume la riqueza de posibilidades existentes en técnicas de modulación y multiplexación.

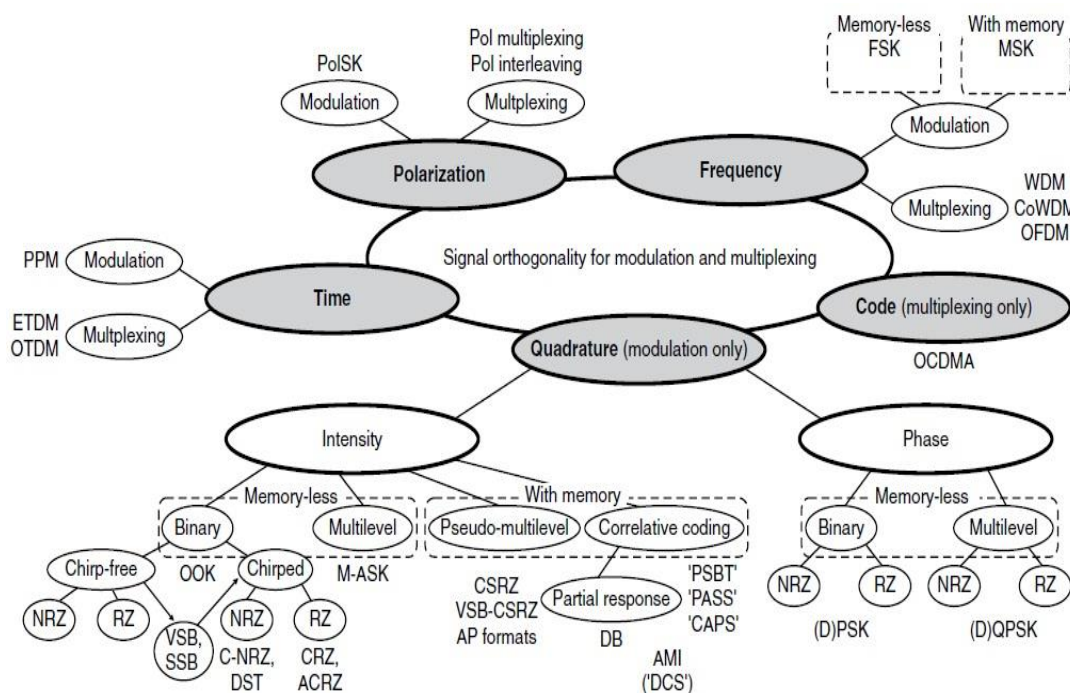


Figura 2.3: Clasificación de los formatos de modulación y técnicas de multiplexación más importantes en las comunicaciones ópticas de la actualidad [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

La multiplexación permite agrupar varios usuarios compartiendo una misma fibra óptica. Existen diferentes técnicas de multiplexación según el dominio que exploremos: el tiempo, la frecuencia, el código o la polarización. Durante el capítulo 6 se estudiará en detalle las técnicas de multiplexación que han adquirido mayor relevancia en las comunicaciones ópticas de banda ancha: DWDM y PDM. Esta última, junto con las modulaciones de fase en cuadratura, conformarán la mejor solución técnica para el estándar de 100 Gb/s.

Sin embargo, ahora lo que nos ocupa es estudiar los formatos de modulación digital específicamente propuestos y desarrollados para las transmisiones de banda ancha sobre fibra. Al igual que pasaba con las técnicas de multiplexación, los formatos de modulación se pueden clasificar según al dominio que pertenezcan: modulaciones de intensidad, de tiempo, de frecuencia, de fase y de polarización.

Las modulaciones cuyo alfabeto de símbolos está compuesto por más de dos símbolos, son conocidas como modulaciones multinivel. Generalmente, una mayor densidad en la constelación de símbolos conduce a una disminución en la tolerancia a los efectos no lineales de la fibra y a un aumento de la potencia requerida para generar dicha constelación [Bateman, A., 2003; Aihan, Y. *et al.*, 2010].

Si la asignación de los símbolos digitales al código fuente es independiente de los símbolos transmitidos en otros instantes temporales, hablaremos de modulaciones sin memoria. En caso contrario, si dicha asignación es construida de acuerdo a unas ciertas reglas o a una cierta dependencia con los símbolos transmitidos previamente o posteriormente, las denominaremos modulaciones con memoria [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].

No podemos estudiar en profundidad todos los formatos mostrados en la ilustración anterior puesto que se escapa del objetivo de estudio de este proyecto. En los siguientes apartados del capítulo se describirán solo aquellas modulaciones que han adquirido un papel destacado en los estándares de 40 y 100 GbE. Se hará especial énfasis en las modulaciones de fase (D)PSK y (D)QPSK, al ser éstos los formatos con los que mejores resultados se han alcanzado.

3.1 MODULACIONES DE INTENSIDAD

Las modulaciones de intensidad transportan la información en la amplitud de la señal propagada por la fibra. Los datos digitales que se desean transmitir modulan la intensidad de la portadora óptica en cuestión. Existen muchos formatos digitales usados en comunicaciones ópticas que modulen la intensidad, pero los que merecen realmente una especial atención por su uso en transmisiones por encima de los 10 Gb/s son el NRZ, RZ, CSRZ, CRZ, DB-PSBT y ASK.

De hecho, algunos de los formatos mencionados como el CSRZ o el PSBT, han surgido específicamente en el seno de las comunicaciones ópticas de banda ancha en busca de una mayor tolerancia a la dispersión cromática y a las no linealidades de la fibra, limitaciones a la propagación con un gran impacto en el rendimiento del sistema por encima de los 2,5 Gb/s [Gnauck, A.H., 2004].

NON-RETURN-TO-ZERO MODULATION (NRZ-OOK)

El formato de modulación óptica más simple de generar y transmitir es el NRZ-OOK, normalmente conocido solamente como NRZ o *No Retorno a Cero* [Aihan, Y. *et al.*, 2010]. Gracias a su simplicidad, es el formato más extendido en los sistemas de comunicaciones sobre fibra óptica hoy en día. El nombre NRZ hace referencia al hecho de que la potencia óptica no retorna a cero entre dos bits “1” sucesivos. Esto supone un gran inconveniente para las redes SDH cuando se dan largas cadenas de bits de “1” o “0” consecutivos, dado que en esta situación es fácil perder el sincronismo de bit al no haber transiciones de potencia entre bits contiguos [Bateman, A., 2003].

La forma de onda asignada a los bits “1” es la de un pulso Gaussiano cuya anchura eficaz ocupa todo el intervalo de bit, mientras que en los bits “0” no se transmite potencia óptica. De ahí proviene el adjetivo OOK, *On-Off-Keying*, en honor a que se definen dos estados: ON referido a la presencia de señal en los bits “1”, y OFF que indica la ausencia de señal en los bits “0”.

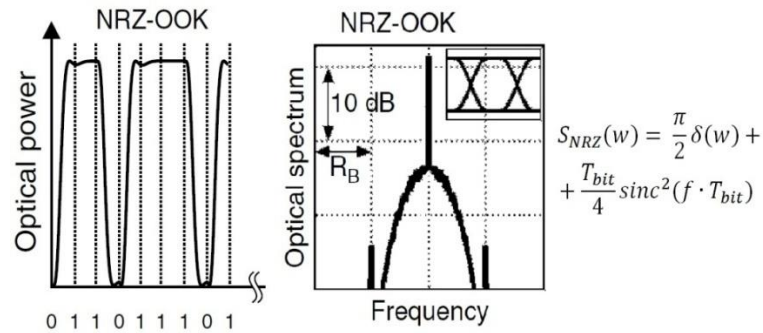


Figura 2.4: Forma de onda y densidad espectral de potencia de la señal NRZ [Winzer P.J. and Essiambre, R.J., 2003].

Su densidad espectral de potencia es una *sinc* con un ancho de banda de $1/T_{bit}$ centrada en la frecuencia de emisión del láser transmisor. Por lo tanto, su eficiencia espectral (relación entre la velocidad de transmisión y el ancho de banda de la modulación) será de 1 b/s/Hz. La gran desventaja de este formato es que posee un pico de potencia no deseable a mitad del espectro que favorecerá las no linealidades de la fibra a altas velocidades. Por este motivo conseguir transmisiones por encima de los 40 Gb/s con este formato es mucho más complicado que con otras modulaciones digitales.

Para transmisiones entre los 10 y 40 Gb/s, podemos generar la señal NRZ usando moduladores de electroabsorción o DML's. No obstante, con velocidades superiores a los 40 Gb/s es aconsejable generar la modulación con la mejor calidad y estabilidad posible. En esta situación habrá que recurrir a los moduladores externos electroópticos Mach-Zehnder de chirp nulo (anexo 1.2).

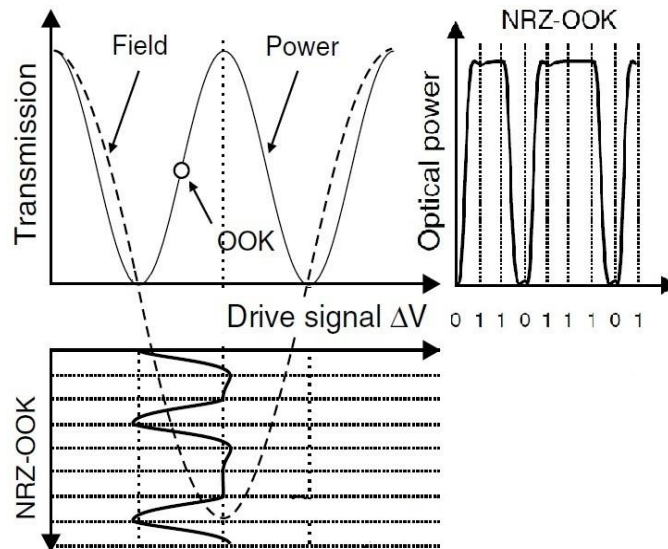


Figura 2.5: Generación de la señal NRZ usando un modulador MZM [Winzer P.J. and Essiambre, R.J., 2003].

Trabajando con un modulador Mach-Zehnder debemos emplear una señal eléctrica moduladora $V(t)$ con la forma de onda NRZ, de la misma frecuencia que deseamos obtener en la señal óptica, de valor pico a pico V_{π} voltios y con un valor medio que coincida con el 50% de la función de transferencia del modulador (figura A1.6), entre un mínimo y un máximo de

transmisión [Winzer P.J. *et al.*, 2008]. La función de transferencia no lineal del MZM suprime en gran medida las oscilaciones y rizados no deseados de la señal eléctrica moduladora, impidiendo que se transfieran a nuestra señal óptica. Los rizados y las oscilaciones no deseadas de la señal óptica deben evitarse, pues son firmes candidatos a estimular los efectos no lineales durante la propagación por la fibra.

Se han realizado diversas transmisiones con el formato NRZ-OOK a velocidades por encima de los 40 Gb/s, con distancias de propagación en torno a los 100-300 Km [Veith, G. *et al.*, 2008]. Sin embargo, superar los 100 Gb/s por canal con este formato en distancias de medio-largo alcance es una tarea compleja y costosa que se puede solventar de forma mucho más simple empleando otros formatos de modulación. La principal limitación a estas velocidades vendrá impuesta por las no linealidades intracanal, la dispersión cromática, la PMD y el ruido ASE (capítulo 4); frente a las cuales la señal NRZ es menos robusta que otras modulaciones.

La principal aplicación del formato NRZ en las redes ópticas de 100G se encuentra en su combinación con las modulaciones de fase. La idea se basa en emplear un tren constante de pulsos NRZ sobre el que se modulará posteriormente su fase de acuerdo a los datos que se desean transmitir. Así, podremos hablar de formatos de modulación del tipo *NRZ-(D)PSK* y *NRZ-(D)QPSK* [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].

RETURN-TO-ZERO MODULATION (RZ-OOK)

Al igual que ocurría con el formato anterior, la modulación RZ encuentra su principal aplicación en las comunicaciones ópticas de banda ancha empleándola sobre modulaciones de fase como parte de la etapa de “pulse shaping” (*RZ-(D)PSK* y *RZ-(D)QPSK*), pudiendo alcanzar así los 100 Gb/s por canal con suma facilidad y con un rendimiento aceptable. El formato RZ, dando honor a su nombre, sí que *retorna a cero* durante el intervalo de un bit “1”, eliminando los problemas de sincronismo en largas cadenas de “unos” consecutivos que se daban con el formato anterior. No obstante, no será capaz de resolver la pérdida de sincronismo en las cadenas de ceros consecutivos al no haber transiciones de potencia en estos bits [Bateman, A., 2003].

La forma de onda asignada a los bits “1” es la de un pulso Gaussiano cuya anchura eficaz, a diferencia del caso NRZ, ocupa solo un porcentaje del intervalo de bit, indicado por el *ciclo de trabajo* (d_c) de la modulación. En los bits “0” no se transmite potencia óptica alguna.

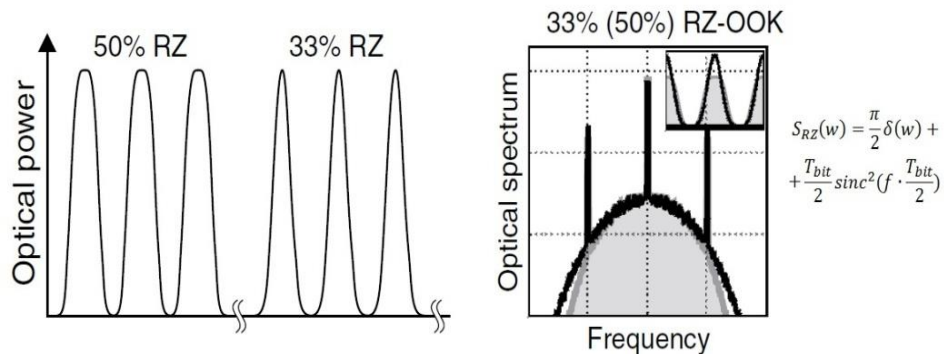


Figura 2.6: Forma de onda y densidad espectral de potencia de la señal RZ [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Su densidad espectral de potencia es una *sinc* cuadrática con un ancho de banda de $2/d_c T_{bit}$, centrada en la frecuencia de emisión del láser del transmisor. Con un ciclo de trabajo del 50% el

ancho de banda será el doble que en la señal NRZ por lo que su eficiencia espectral se reducirá a la mitad. Al igual que en el formato NRZ, la señal RZ también tiene un pico de potencia en la frecuencia central que estimulará las no linealidades de la fibra. Por dicho motivo, con este formato tampoco se consiguen velocidades superiores a los 40 Gb/s de manera sencilla. A pesar de ello, una ventaja de los formatos RZ es que generalmente proporcionan al sistema entre 1 y 3 dB más de sensibilidad que la modulación NRZ al ser más robustas a la ISI generada por el ruido ASE. Como la separación temporal entre pulsos RZ es mayor, el jitter de fase degradará menos el diagrama de ojo de una señal RZ que una NRZ. En cambio, el jitter de amplitud afectará por igual a ambos formatos. [Bakhshi, B. *et al.*, 2001].

Un transmisor de pulsos RZ para comunicaciones de banda ancha puede ser implementado de varias maneras [Winzer P.J. y Essiambre, R.J., 2003]:

- Mediante láseres modulados directamente, principalmente para transmisiones RZ a 10 Gb/s.
- Empleando moduladores de electroabsorción. Podremos generar señales RZ de bajo ciclo de trabajo, de gran aplicación en sistemas OTDM.
- Empleando MZM de *zero-chirp*. Tanto los DML's como los EAM's introducen un chirp residual en transmisión que aumenta el espectro de las señales RZ, reduciendo su eficiencia espectral y su tolerancia a la dispersión cromática. Se recurre pues a los moduladores MZM de chirp nulo para generar un tren de pulsos RZ libre de chirp.

La modulación mediante MZM's se torna crucial a partir de los 40 Gb/s, donde es fundamental garantizar una buena calidad en los pulsos RZ generados. La forma de generar la modulación RZ depende del ciclo de trabajo que se desee conseguir. Aquí comentaremos cómo generar los ciclos de trabajo más comunes: 33%, 50% y 66%. Mientras que los dos primeros se explican en esta sección, el último lo veremos en el apartado siguiente, pues una generación de pulsos RZ al 66% con un MZM nos descubrirá un nuevo formato de modulación conocido como CSRZ.

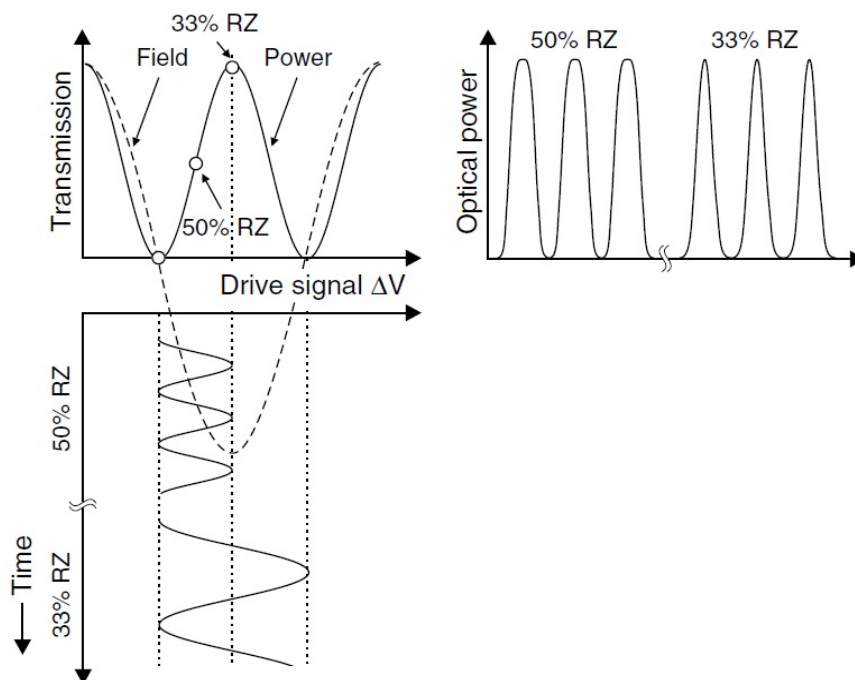


Figura 2.7: Generación de la señal RZ al 33% y 50% mediante un MZM [Winzer P.J. *et al.*, 2006].

Para generar una señal RZ al 50%, tal y como se aprecia en la figura adjunta, se debe trabajar con una señal sinusoidal de valor pico a pico V_π voltios, de la misma frecuencia que la que se desea obtener en la señal óptica y con una tensión de polarización que haga trabajar al MZM entre un máximo y un mínimo de transmisión de su función de transferencia, independientemente de que sea la parte de inflexión positiva o negativa. La señal así generada serán pulsos gaussianos RZ de ciclo de trabajo 1/2, sin cambio de fase entre bits consecutivos.

Por contraposición, un ciclo de trabajo del 33% se consigue con una señal moduladora sinusoidal de valor pico a pico de $2V_\pi$ voltios y con una frecuencia mitad de la que se desea obtener a la salida del modulador. La tensión de polarización debe coincidir con un máximo de transmisión. Gracias a la función de transferencia cuadrática del modulador, el rizado de la señal moduladora no se trasladará a la señal óptica.

Al igual que con el anterior formato NRZ, se han llevado a cabo varias transmisiones con pulsos Gaussianos RZ a tasas de bit de 40 Gb/s e incluso de 100 Gb/s durante distancias de propagación no muy elevadas (100-300 km) [Gnauck, A.H., 2004].

CARRIER-SUPPRESSED RETURN-TO-ZERO (CSRZ)

El formato de modulación CSRZ surge en el seno de las comunicaciones ópticas de banda ancha para aumentar la tolerancia a las no linealidades de la fibra [Senior, J.M., 2009]. Se trata de una modulación pseudo-multinivel, es decir, aquella en que la alternancia de niveles entre intervalos de símbolo consecutivos no depende de los datos de entrada al modulador, sino que depende de los símbolos emitidos en el intervalo inmediatamente anterior o posterior. Así pues, el formato CSRZ entra a formar parte de las modulaciones *con memoria*.

La señal CSRZ es una variante del formato RZ que se caracteriza por la inversión del campo óptico entre dos bits “1” consecutivos, generando inversiones de fase de π radianes entre dichos bits. Consecuentemente, el campo óptico de la mitad de los bits 1 tendrá signo positivo mientras que la otra mitad tendrá signo negativo, lo que se traducirá en un valor del campo óptico medio nulo, consiguiendo que el pico de potencia de la frecuencia portadora desaparezca. Por eso, esta modulación recibe el sobrenombre de “*Carrier-Suppressed RZ*” o supresión de la portadora óptica del código RZ.

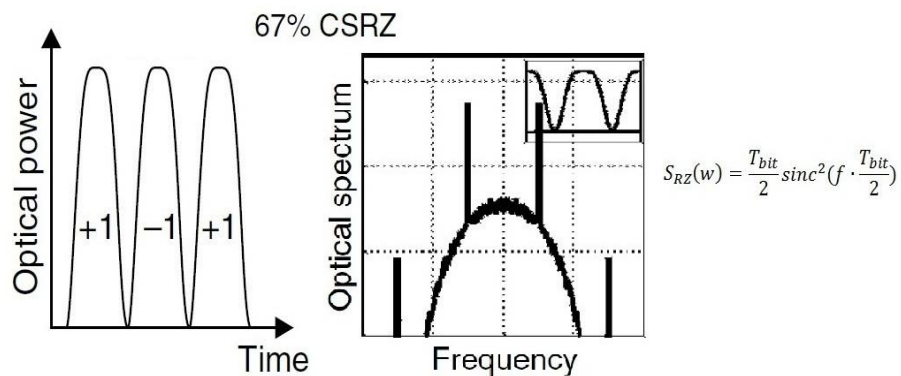


Figura 2.8: Diagrama de estados de la modulación, forma de onda y densidad espectral de potencia del formato CSRZ [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

El ancho de banda ocupado y la eficiencia espectral del código CSRZ son los mismos que en un código RZ. Sin embargo, podemos ver cómo el pico de potencia de la portadora en el espectro CSRZ ha desaparecido. Gracias a eliminar dicho pico de potencia, se consigue aumentar la tolerancia a las no linealidades de la fibra, siendo el *efecto Kerr* más difícil de estimular. Esto se traducirá en poder alcanzar velocidades y distancias de propagación que se quedaban fuera del alcance de un código RZ convencional debido a la limitación impuesta por los efectos no lineales. Además, la supresión de la portadora permitirá mejorar también la tolerancia al filtrado óptico de nuestra señal [Morita, I., 2002].

Usando un MZM para generar un tren de pulsos CSRZ, debemos trabajar con una señal eléctrica moduladora de tipo senoidal de $2V_\pi$ voltios pico a pico y con una frecuencia mitad que la que deseamos obtener. La tensión de polarización debe coincidir con un mínimo de transmisión tal y como apreciamos en la figura 2.9.

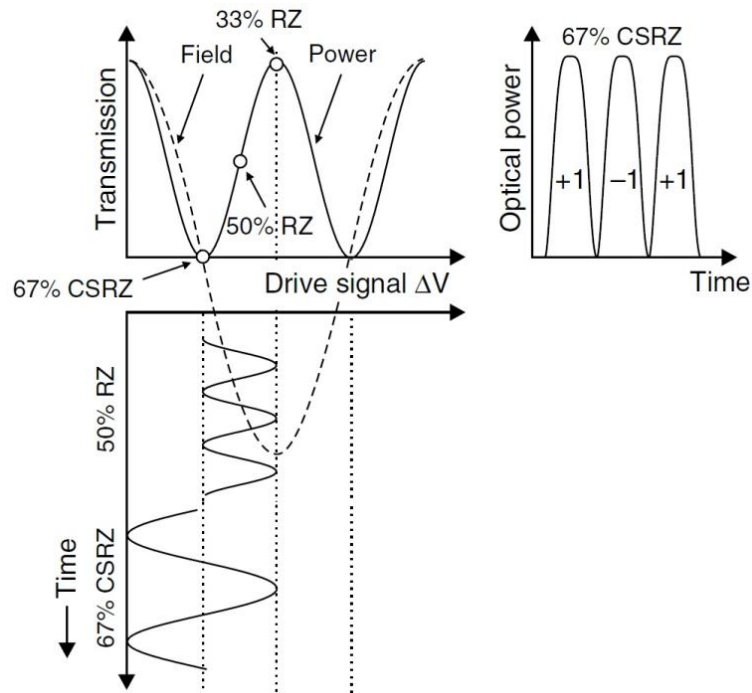


Figura 2.9: Generación de la señal CSRZ al 67% empleando un MZM [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Es importante señalar que el ciclo de trabajo de la señal CSRZ generalmente difiere de las del estándar RZ. Por lo tanto, debemos prestar especial atención cuando se comparan ambos formatos, puesto que algunas diferencias en el rendimiento son consecuencia de la naturaleza de la portadora suprimida, mientras que otras simplemente se deben a las diferencias entre los ciclos de trabajo.

Se han conseguido transmisiones con este formato por encima de los 50 Gb/s con relativa facilidad, aunque superar la barrera de los 100 Gb/s no se consigue solo eliminando el pico de potencia de la portadora óptica. La propia naturaleza de las modulaciones de intensidad siempre va a hacerlas menos tolerantes a los efectos no lineales que otras modulaciones que conserven la envolvente constante, como las modulaciones de fase o de frecuencia. De ahí que la gran utilidad de CSRZ a 100G sea mejorar las propiedades de transmisión de los formatos (D)PSK y (D)QPSK que hagan uso de los códigos línea NRZ, RZ y CSRZ en la etapa “*pulse-shaping*”.

CHIRPED RETURN-TO-ZERO (CRZ)

Si la onda óptica de un símbolo digital emitido, en lugar de tener una expresión analítica puramente real contiene una cantidad controlada de modulación analógica de fase, a dicha modulación se le añade el calificativo *chirped* para describir la dependencia temporal de la frecuencia instantánea de nuestra señal óptica. En el caso de los formatos Chirped Return-to-Zero (CRZ) y Alternate-Chirp Return-to-Zero (ACRZ), el chirp síncrono periódico de los bits ensancha el ancho de banda óptico de la señal. A pesar de que esto reduce inevitablemente la eficiencia espectral de los códigos RZ y la tolerancia a la dispersión cromática, en general incrementa su robustez a las no linealidades de la fibra al reducir la densidad espectral de potencia de la modulación.

El formato CRZ se emplea en conexiones punto a punto de ultralarga distancia, como son los sistemas transoceánicos, con una modulación de fase analógica debido al factor chirp presente (en torno a 1 rad). Los sistemas submarinos usan habitualmente fibras de baja dispersión en tercera ventana (DSF, NZDSF), con compensación periódica casi completa de la dispersión cromática entre vanos de amplificación [Bigo, S., 2008]. Sin embargo, un valor importante de dispersión cromática residual permanecerá en el enlace al no realizarse de forma completa la compensación. Como consecuencia de esto último, el mapa de dispersión variará ampliamente a través de la banda de amplificación, de manera que la capacidad de poder generar un chirp sintonizable en el transmisor usando el código CRZ permitirá adaptar la señal óptica a las variaciones temporales del mapa de dispersión del enlace. Al mismo tiempo, ensanchará el espectro óptico consiguiendo una clara mejora en la transmisión no lineal. En general, el formato CRZ puede superar en prestaciones al NRZ y RZ en las transmisiones de larga distancia.

La modulación CRZ se genera modulando senoidalmente la fase de una señal RZ (acorde a la tasa de bit) usando un modulador de fase separado del transmisor de pulsos RZ. Esto se traduce en una estructura muy compleja de tres moduladores integrados en cadena, lo que requiere una cuidadosa sincronización entre las tres señales moduladoras de cada bloque. Integrado en un bloque de Arseniuro de Galio (GaAs), debemos combinar un modulador NRZ, un conversor NRZ-RZ y un modulador de fase CRZ. Una implementación alternativa es sustituir el modulador de fase de la tercera etapa por un MZM en configuración dual-drive [Gnauck, A.H., 2004].

DUOBINARY MODULATION (DB, PSBT)

Dentro del grupo de las modulaciones de amplitud, los formatos duobinarios (DB) son los más usados en las redes ópticas de 40 Gb/s de corta y media distancia, donde la dispersión cromática se postula como la principal limitación a la propagación de nuestra señal óptica. Al contrario que en CRZ, el espectro de la señal se comprime con el objetivo de mejorar la eficiencia espectral y aumentar la tolerancia a la GVD [Winzer P.J. y Essiambre, R.J., 2003]. La modulación DB agrupa a los formatos PSBT (*Phase-Shaped Binary Transmission*) y PASS (*Phased Amplitude-Shift Signaling*). Como el formato PSBT tiene un uso más extendido, es sobre el que nos vamos a centrar para explicar las modulaciones duobinarias.

La modulación PSBT consiste en un código NRZ con relación de extinción finita, puesto que a los ceros se les introduce una pequeña potencia óptica. Mientras que los “1” mantienen su

amplitud constante en todo el intervalo de bit sin transiciones de fase, los bits “0” son pulsos Gaussianos con una inversión del campo óptico a mitad del intervalo, induciendo así una transición de fase de π rad.

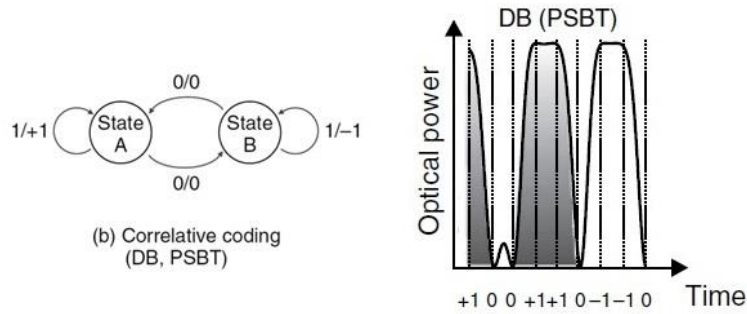


Figura 2.10: Diagrama de estados y forma de onda de la modulación PSBT [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

La generación de este formato es un poco más compleja de explicar. En una primera etapa, el transmisor hace pasar los datos binarios sobre un precodificador diferencial. Dicho precodificador debe ser implementado para prevenir una posible propagación de errores en el receptor. Posteriormente la secuencia precodificada se convierte en una señal eléctrica de tres niveles, tras pasar por un filtro de Bessel paso bajo. Esta señal de tres niveles es usada como señal moduladora de un MZM con chirp nulo, cuya tensión de polarización debe coincidir con un mínimo de la función de transferencia del modulador.

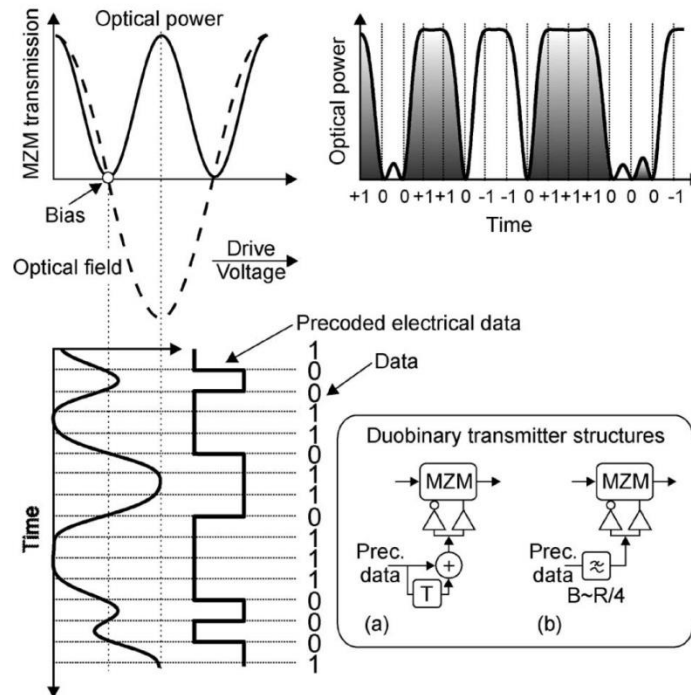


Figura 2.11: Generación de la señal PSBT mediante un MZM [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

El principal beneficio de este formato radica en su gran tolerancia a la dispersión cromática. Además, al contrario que otros formatos binarios, permite el filtrado de banda estrecha en recepción. La explicación a estas afirmaciones la podemos encontrar en la compresión espectral que se consigue en los formatos DB con el filtrado de Bessel en la señal moduladora eléctrica. Esto mejora la eficiencia espectral de la modulación y reduce la distorsión de la señal debido a

la dispersión cromática de la fibra al haber una menor diferencia entre los retardos de grupo de las distintas componentes espectrales de la señal. Podemos visualizar el espectro comprimido del formato DB-PSBT en la figura adjunta.

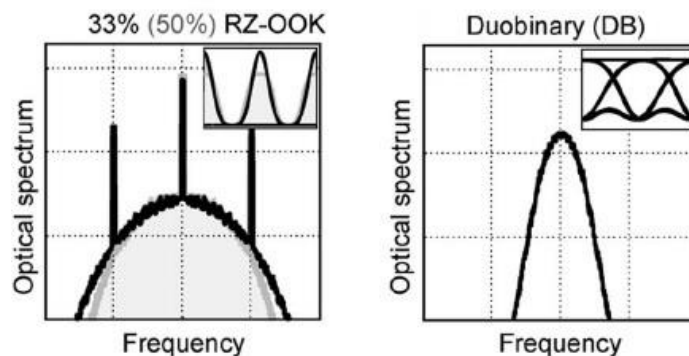


Figura 2.12: Comparación del espectro de una señal RZ con una señal DB [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Los formatos DB están exclusivamente enfocados a mejorar el rendimiento de los sistemas ópticos de 40 Gbps de corto y medio alcance, donde la dispersión cromática es la principal limitación a la propagación. Aportan un buen balance entre eficiencia espectral, resistencia al filtrado óptico de banda estrecha y tolerancia a la GVD [Sikdar, D. *et al.*, 2012]. A 40 Gb/s las modulaciones DB muestran mejor rendimiento que el resto de formatos de intensidad, pero trabajando en el régimen no lineal de la fibra es preferible usar la señal CSRZ, al tener ésta una mayor tolerancia a los efectos no lineales.

AMPLITUDE SHIFT KEYING MODULATION (ASK)

La modulación ASK es el último formato que vamos a comentar dentro de las modulaciones de intensidad. Todas las modulaciones anteriores eran formatos en banda base, mientras que la señal ASK es una modulación paso banda. La ventaja de emplear modulaciones paso banda se aprecia en las etapas eléctricas de recepción, al ser estas señales más inmunes frente al ruido térmico y ruido flicker que aparecen en las bajas frecuencias. Tras la fotoconversión, la señal ASK mostrará una mejor tolerancia frente a este tipo de ruidos que los formatos NRZ y RZ.

La modulación ASK recibe también el nombre OOK, por sus siglas *On-Off Keying*, en relación con la aparición o no de señal según se emita un bit 1 o un bit 0 respectivamente. Consiste en una modulación en doble banda lateral (DBL) de una señal NRZ unipolar.

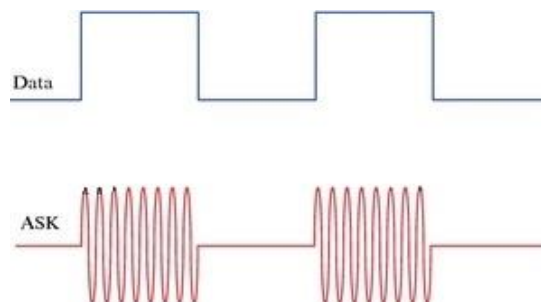


Figura 2.13: Forma de onda de la señal ASK [Pereda, J.A., 2004].

Presenta los mismos inconvenientes que la señal NRZ: con largas cadenas de 1 y 0 puede perder el sincronismo de reloj. Además la envolvente de la modulación no es constante al tratarse de una modulación de intensidad, favoreciendo la aparición de efectos no lineales durante su propagación por la fibra. Su eficiencia espectral es baja, 1 b/s/Hz, idéntica al formato NRZ. Por estos motivos esta modulación no tiene un uso extendido en sistemas ópticos superiores a los 10 Gb/s.

Su espectro *óptico* es idéntico al formato NRZ, aunque ahora la frecuencia central será la suma de la frecuencia de la portadora óptica más la eléctrica (a efectos prácticos no es apreciable pues predominará siempre la portadora óptica por ser ésta de valor mucho mayor).

A velocidades por encima de los 10 Gb/s es aconsejable generar la modulación mediante técnicas electroópticas convencionales. El inconveniente de generar esta modulación con DML's es que cualquier variación que tenga la corriente que gobierna al láser dará lugar a una pequeña alteración en la longitud de onda emitida. Este hecho, que en detección directa no conlleva mayores inconvenientes, en el caso de usar detección coherente sí traerá problemas debido a la necesidad de tener que sincronizar la señal con el oscilador láser local [Pereda, J.A., 2004].

Buscando aumentar la eficiencia espectral de las modulaciones de intensidad, se ha propuesto el uso de la modulación ASK multinivel (M-ASK), que eleva la EE a $\log_2 M$ (b/s/Hz). Pero el empleo de M niveles distintos de intensidad óptica acentuaría la aparición de las no linealidades, reduciendo considerablemente la distancia de propagación de la red. Además la OSNR requerida en recepción superaría los 30 dB con relativa facilidad, lo que nos obligaría a tener que recurrir a la detección coherente para poder recuperar la señal de la fibra en condiciones óptimas. La complejidad y coste del sistema aumentaría, existiendo otras opciones de diseño mucho más interesante para las transmisiones de 40 y 100 Gb/s.

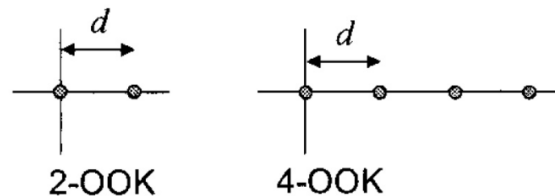


Figura 2.14: Constelaciones de las modulaciones 2-ASK y 4-ASK [Bateman, A., 2003].

3.2 MODULACIONES DE FRECUENCIA

Este grupo de formatos transmiten la información modulando la frecuencia de la portadora óptica con los datos digitales. Las principales modulaciones frecuenciales empleadas en comunicaciones ópticas son FSK y MSK. En esta sección solo serán comentadas por encima, puesto que no han desempeñado una función destacada en los sistemas de banda ancha. Sin embargo, presentan una serie de ventajas respecto a las modulaciones de intensidad que se pueden aprovechar en transmisiones a altas velocidades, gracias a que tienen consecuencias directas en el incremento de la tolerancia a las no linealidades de la fibra.

La principal característica de las modulaciones de frecuencia es que son formatos que mantienen la envolvente de la portadora óptica constante. Esta propiedad es fundamental en

rangos de tasas de bit superiores a los 5 Gb/s, donde efectos no lineales como el SPM y el XPM son unas de las grandes limitaciones a la propagación por la fibra.

La forma más simple de generar una modulación de frecuencia es mediante modulación directa a través de un DML. En el apartado 2.1 del presente capítulo se explica cómo conseguirlo. Requieren una potencia de modulación menor que los formatos de intensidad a costa de ocupar un mayor ancho de banda, lo que reduce su eficiencia espectral [Bateman, A., 2003].

Precisamente el gran inconveniente de estos formatos para su uso en redes ópticas de banda ancha se encuentra en la baja eficiencia espectral que presentan. Esto limita evidentemente su integración en los sistemas DWDM, donde es indispensable un aprovechamiento eficiente del espectro óptico. Una eficiencia espectral baja (menor de 1 bit/s/Hz) para transmisiones por encima de los 100 Gb/s, supone necesitar más de 200 GHz de separación entre canales ópticos. En los sistemas DWDM actuales estos anchos de banda se tornan inviables.

FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK)

El formato FSK es una modulación sin memoria que asocia a cada símbolo del alfabeto M-ario un pulso básico de frecuencia distinta a la del resto de pulsos. Esto permite implementar en el receptor técnicas de detección no coherente, como por ejemplo receptores basados en filtros correladores. El formato FSK no obliga a la ortogonalidad de las frecuencias entre pulsos básicos, por lo que no garantiza la continuidad de la fase óptica entre los distintos símbolos digitales.

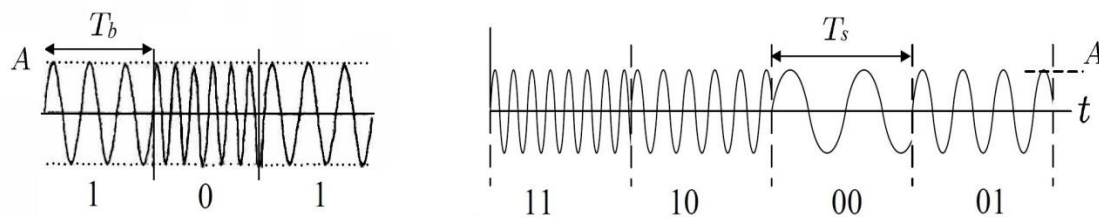


Figura 2.15: Formas de onda de las modulaciones 2-FSK (izquierda) y 4-FSK (derecha). En la primera hay continuidad de fase mientras que en la segunda no.

El principal inconveniente de las *fluctuaciones de fase* es que generan diafonía en los canales WDM adyacentes al emplear modulación directa, por lo que se hace imprescindible filtrar la señal en el dominio óptico (usando un MZM, la función de transferencia no lineal del modulador obligará a filtrar la señal FSK haya o no haya fluctuaciones de fase, tal y como se ha podido verificar mediante simulaciones que no se han incluido en el proyecto). El problema de filtrar la señal FSK es que se romperá la envolvente constante, lo que acarrea dos consecuencias. Por un lado, se reducirá de forma importante la tolerancia de este formato a las no linealidades Kerr. Por otro lado, la ruptura de la envolvente de la señal FSK conllevará la generación de productos de intermodulación en las etapas de amplificación no lineal de RF del receptor.

Una forma de evitar las discontinuidades de fase es forzar la ortogonalidad entre las frecuencias de los diferentes símbolos digitales transmitidos. Si la separación frecuencial entre símbolos cumple que es un múltiplo de $1/T_s$, se asegurará dicha ortogonalidad. Los formatos FSK que cumplen esta condición reciben el nombre de *Continuous-Phase Frequency Shift Keying*

(CPFSK). Y aunque resuelven el problema de las fluctuaciones de fase, siguen mostrando una baja eficiencia espectral.

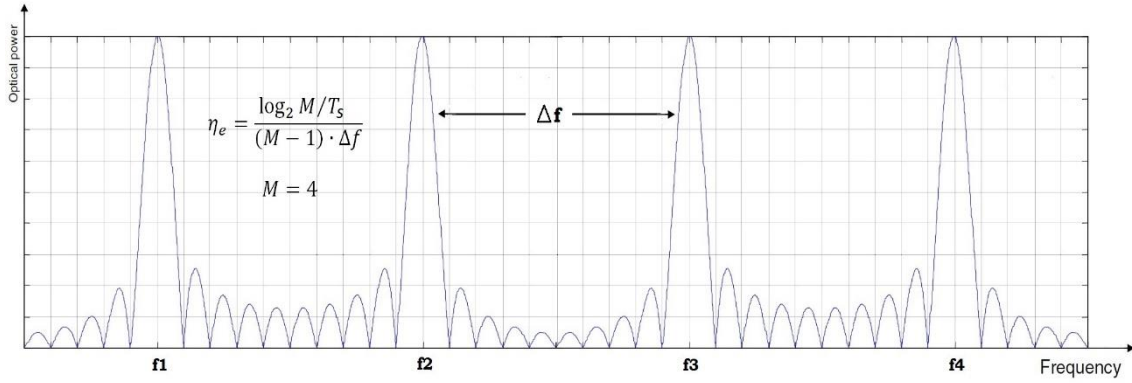


Figura 2.16: Espectro de la modulación 4-FSK.

MINIMUM SHIFT KEYING (MSK)

Una modulación FSK binaria con la mínima separación entre portadoras ($1/2T_s$) que asegure la ortogonalidad entre ambas, recibe el nombre de *Minimum Shift Keying* (MSK). Pero dicha separación frecuencial entre símbolos no garantiza en este caso la continuidad de la fase óptica. Es el propio modulador MSK el que debe forzar la continuidad en la fase invirtiendo el campo óptico entre símbolos digitales idénticos. Por eso la modulación MSK es considerada una modulación con memoria.

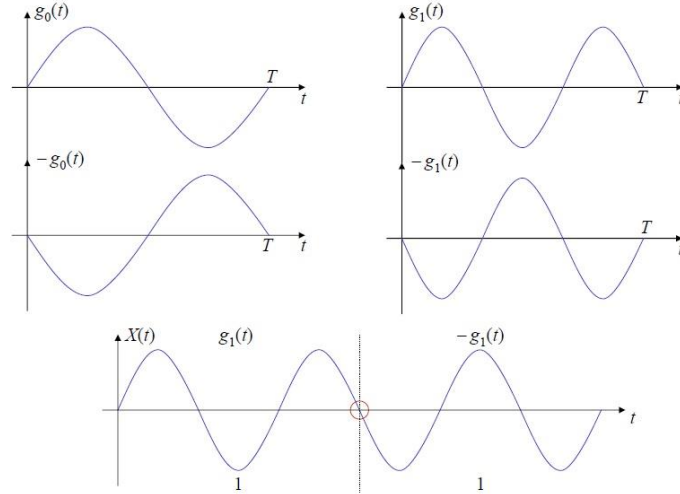


Figura 2.17: Forma de onda de la modulación MSK. Los bits “1” tienen asignado el pulso $\pm g_1(t)$ y los bits “0” el pulso $\pm g_0(t)$ [Bateman, A., 2003].

3.3 MODULACIÓN EN POLARIZACIÓN – POLSK

Una fibra monomodo puede soportar dos estados de polarización, coincidentes con las dos componentes transversales del campo eléctrico del modo fundamental LP_{01} :

$$\vec{E}_{01}(\vec{r}, t) = [E_x(r)\hat{x} + E_y(r)\hat{y}] \cdot e^{j(\omega_c t - \beta_{01} z)} \quad [2.1]$$

Ambos términos, E_x y E_y , pueden ser usados de forma independiente para transmitir en polarizaciones distintas los bits 1 y los bits 0. La modulación propuesta recibe el nombre de PolSK (*Polarization Shift Keying*) y su rendimiento es idéntico a una señal NRZ-OOK con detección directa [Winzer P.J. *et al.*, 2008]. Podemos realizar la detección de la modulación PolSK mediante un bloque divisor de polarización (PBS) seguido de un detector balanceado [Senior, J.M., 2009].

La modulación PolSK ha sido desarrollada específicamente en el seno de las comunicaciones ópticas, pero la principal razón por la que no se ha llegado a extender su uso es por la necesidad de una gestión activa de la polarización en el receptor. Esto es consecuencia directa de la birrefringencia intrínseca de la fibra, no mantenedora de la polarización. La complejidad adicional en el receptor debería ser aceptada si la PolSK ofreciese ventajas significativas de transmisión. No obstante, con el incremento de la popularidad en la detección coherente durante los últimos años, la polarización de la fibra deberá ser explotada en el futuro para la construcción de nuevos formatos de modulación [Lach, E. and Wilfried, I., 2011].

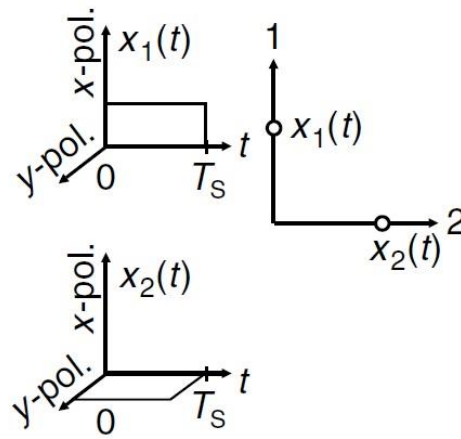


Figura 2.18: Modulación PolSK [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

El concepto de la polarización puede ser extendido también a la técnica de la multiplexación (PDM), pudiendo transmitirse dos canales independientes sobre polarizaciones ortogonales diferentes dentro de una misma longitud de onda. El estudio de la PDM y su aplicación sobre los formatos de modulación queda relegado para capítulos posteriores.

3.4 MODULACIONES DE FASE

Los formatos de fase modulada sin duda el grupo de modulaciones que más peso ha adquirido en las comunicaciones ópticas de banda ancha de la actualidad. Su esencia se basa en transmitir la información modulando la fase de un tren de pulsos constante NRZ, RZ o CSRZ. Por este motivo, siempre van a ir acompañadas con el sobrenombre del código línea empleado como portadora: NRZ-DPSK, CSRZ-QPSK, 33% RZ-PSK...

La gran acogida que han recibido se debe a las ventajas de transmisión que presentan respecto a los formatos de intensidad o de frecuencia. Mantienen la **envolvente constante** presentando una buena tolerancia a las no linealidades y sin pecar de una eficiencia espectral tan baja como ocurría con las modulaciones de frecuencia, lo que permite su implementación en redes DWDM. Gracias a estas características, la modulación de la fase óptica se convierte en el tipo

de formato ideal para conseguir transmisiones de banda ancha más robustas frente a la dispersión cromática, a las no linealidades y al filtrado óptico en recepción [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2004].

Los sistemas ópticos basados en modulaciones de fase fueron intensamente estudiados a finales de los años 80 y a inicios de los 90 usando un solo vano de amplificación y detección coherente. Sin embargo, la aparición de la fibra amplificadora dopada con Erblio (EDFA) frenó el interés por su desarrollo [Pereda, J.A., 2004]. A inicios del siglo XXI se retomó el estudio de estos formatos para redes DWDM de banda ancha y largo alcance.

En este apartado presentaremos las características temporales y espectrales de las modulaciones (D)PSK y (D)QPSK. Se explicará adicionalmente su generación óptica mediante modulación externa, mientras que el estudio de su propagación por la fibra y detección en el receptor quedará relegado a capítulos posteriores.

3.4.1 (DIFFERENTIAL) PHASE SHIFT KEYING – (D)PSK

Los formatos *Phase Shift Keying* (PSK) y *Differential Phase Shift Keying* (DPSK) son modulaciones binarias que codifican la información digital en dos estados posibles de la fase de la portadora óptica: 0 y π radianes. Mientras que la señal PSK asigna a cada símbolo del alfabeto un valor de fase diferente, DPSK codifica la información en las transiciones de fase: un bit “1” es codificado con un cambio de fase de π rad ($\Delta\phi = \pi$), mientras que el bit “0” se caracteriza por la ausencia de fluctuaciones en la fase óptica ($\Delta\phi = 0$ rad).

En la actualidad, la mayoría de los sistemas ópticos de fase modulada prefieren el uso de la detección diferencial frente a la detección coherente al ser mucho más barata de implementar [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005]. Por eso, dichos sistemas se han decantado por la modulación de fase diferencial (DPSK) frente a la no diferencial (PSK). Además DPSK elimina el problema de la ambigüedad de fase que se puede dar en PSK. Sin embargo, ambas comparten la misma forma de onda y espectro, por lo que presentarán la misma tolerancia a la GVD, al filtrado óptico, a la PMD, al ruido ASE y a las no linealidades de la fibra.

Otra de las diferencias entre un sistema PSK y DPSK, es que el segundo requiere un decodificador diferencial en el receptor que asocie las transiciones de fase leídas en la portadora óptica con los símbolos digitales con los que se corresponden. Además, el decodificador cumple otra función fundamental: evita la propagación de cualquier error de fase entre símbolos a intervalos sucesivos [Bateman, A., 2003].

La principal ventaja del formato (D)PSK respecto al OOK se plasma en una mejora intrínseca de la sensibilidad en recepción de 3 dB. Observando ambas constelaciones, podemos verificar que el espaciado entre símbolos se incrementa en un factor de $\sqrt{2}$ respecto al formato OOK para una potencia óptica fija. Este incremento en la distancia entre símbolos hace que la señal (D)PSK tolere una desviación típica $\sqrt{2}$ veces mayor en la distribución de ruido del receptor. Automáticamente esto se traduce en una reducción de 3 dB en la OSNR requerida en recepción.

Adicionalmente, la mayor tolerancia del formato (D)PSK a las limitaciones lineales y no lineales del enlace óptico, hace que en la práctica la mejora del rendimiento del sistema (D)PSK respecto al OOK supere fácilmente los 3 dB en términos de OSNR [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2004; Winzer P.J. *et al.*, 2008].

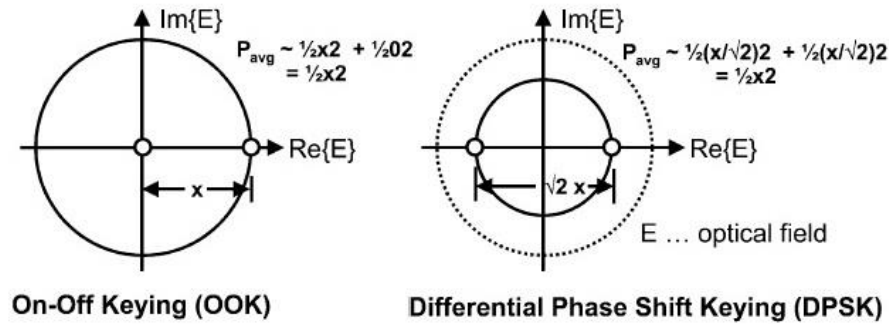


Figura 2.19: Comparación de constelaciones OOK y (D)PSK [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2004].

La gran tolerancia a los efectos no lineales de estos formatos se puede explicar observando tanto su espectro como su forma de onda. Si estudiamos detenidamente el espectro (figura 2.20), podemos observar cómo la potencia óptica está más distribuida a lo largo del mismo que en las señales OOK. Además, desaparecen los picos de potencia por lo que se estimulará menos el efecto Kerr.

Atendiendo a la forma de onda, mientras que para (D)PSK la potencia está presente en todos los intervalos de bit, en las señales OOK aparecen transiciones bruscas en la intensidad en función de las cadenas de bits “1” y “0” que se transmiten. Efectos no lineales como el SPM o el XPM dependerán mucho más de los patrones de bits en las señales OOK que en las señales (D)PSK, donde se mantiene la envolvente constante independientemente de la secuencia de bits transmitida.

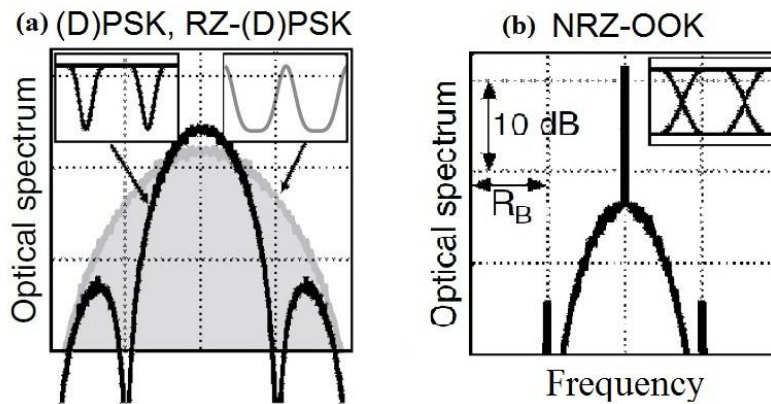


Figura 2.20: Comparación de espectros (D)PSK vs NRZ-OOK. El pico de potencia en (D)PSK se reduce 3 dB respecto al formato NRZ para una misma potencia óptica media [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2005].

En (D)PSK la potencia óptica de cada pulso puede ocupar el intervalo entero, *NRZ-(D)PSK*, o puede ocupar parte del intervalo de bit según el ciclo de trabajo configurado en el modulador, *RZ-(D)PSK*. La figura 2.20.a muestra el espectro y el diagrama de intensidad para las modulaciones *NRZ-(D)PSK* (traza negra) y 33% *RZ-(D)PSK* (traza gris). Haciendo uso de un tren de pulsos RZ sobre el que se modula su fase, los ciclos de trabajo más utilizados son: 33%, 50%, 67%. Cuando se trabaja con un ciclo de trabajo del 67%, la modulación recibe el nombre de *CSRZ-(D)PSK*, pues el código línea usado como portadora óptica es en realidad un código RZ con el pico de potencia de la portadora suprimida.

Transmisor óptico (D)PSK

La figura 2.21 presenta dos transmisores comúnmente usados para generar la modulación (D)PSK. En ambos, el transmisor está constituido por un láser de onda continua seguido de dos moduladores electroópticos externos conectados en cascada, basados en la tecnología del LiNbO_3 . En ambas arquitecturas el primer modulador es un modulador de amplitud Mach-Zehnder, preferiblemente de factor chirp nulo, encargado de generar un tren de pulsos NRZ, RZ o CSRZ a la velocidad de bit requerida en el sistema. La forma de generar dicho tren de pulsos es idéntica a la comentada en los formatos de intensidad vistos en los apartados 3.1.1, 3.1.2 y 3.1.3 de este capítulo.

La segunda etapa se encarga de modular la fase del tren en sincronización con los datos digitales procedentes del código fuente. Mientras que en la primera arquitectura (figura 2.21.a) la modulación de fase la realiza un modulador PM, en la segunda (figura 2.21.b), esta función es desempeñada por un modulador de amplitud que mantiene o invierte la amplitud del campo óptico (± 1) acorde con la fase deseada en el tren, 0 o π radianes respectivamente. En el anexo 2.1 analizamos las ventajas e inconvenientes de emplear un modulador PM o un MZM en la segunda etapa del transmisor.

Es fundamental que en ambas arquitecturas la señal eléctrica moduladora de la segunda etapa llegue sincronizada con el tren de pulsos ópticos NRZ/RZ/CSRZ generado en la primera etapa por el modulador de intensidad. De no ser así el ancho de banda del transmisor se verá reducido notablemente.

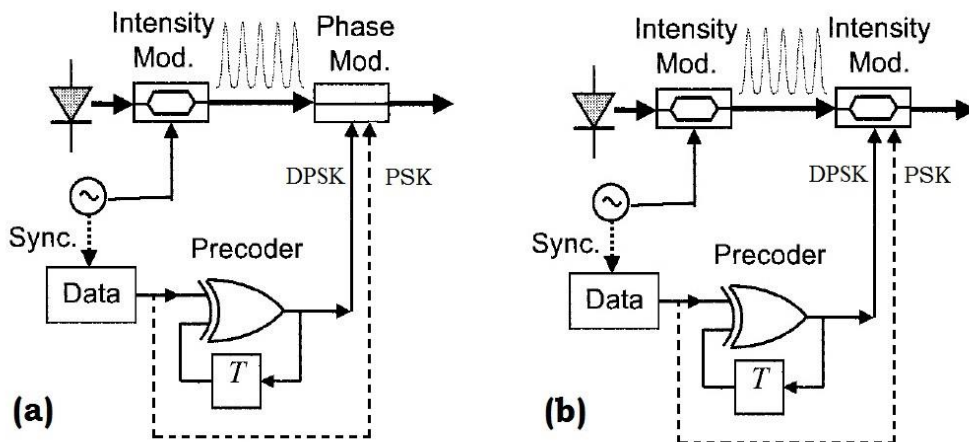


Figura 2.21: Dos transmisores PSK/DPSK. (a) Implementación con un modulador de fase. (b) Implementación con un modulador de amplitud [Keang-Po Ho, 2005].

Si queremos generar una modulación DPSK, se requiere un precodificador en el módulo transmisor que genere el código diferencial a partir de los datos binarios originales [Bateman, A., 2003]. Su diseño consiste únicamente en una simple puerta XOR realimentada con un retardador de un periodo de bit entre su salida y una de sus puertas de entrada. Por el contrario, si nuestro objetivo es generar una modulación PSK, el precodificador no será necesario. En dicho caso el código fuente se conecta directamente al segundo modulador externo, actuando el propio código como señal moduladora (línea discontinua).

NRZ-(D)PSK vs RZ-(D)PSK

La elección del código línea sobre el que se va a realizar la modulación de fase determinará muchas de las características de la propagación de la señal óptica por la fibra. Es una decisión fundamental en el diseño del sistema, puesto que influirá directamente en su rendimiento. La modulación NRZ-(D)PSK presenta una mejor tolerancia al filtrado óptico y a la dispersión cromática que RZ-(D)PSK, pero ofrece peor sensibilidad y muestra una menor robustez frente a la PMD, al ruido ASE y a las no linealidades de la fibra. Como la principal limitación en un sistema óptico de banda ancha de medio y largo alcance vendrá impuesta por los efectos no lineales y el ruido ASE, previsiblemente ofrecerá mejor rendimiento el formato RZ-(D)PSK.

Sin embargo, la generación de las señales RZ-(D)PSK en el transmisor conlleva una serie de complicaciones adicionales que deben tenerse en cuenta. Pequeños desajustes en los parámetros del transmisor pueden acarrear serias penalizaciones sobre la señal generada antes de su propagación por la fibra. En el anexo 2.2 se explican cuáles son estas complicaciones de las que hablamos.

Aunque con las modulaciones de fase binarias NRZ-(D)PSK y RZ-(D)PSK se han conseguido velocidades de transmisión de hasta 170 Gb/s por longitud de onda con un rendimiento aceptable, su uso en redes DWDW se torna muy complicado. Su baja eficiencia espectral (1 b/s/Hz) obliga a la necesidad de una elevada separación frecuencial (200 GHz) entre canales ópticos consecutivos.

3.4.2 (DIFFERENTIAL) QUADRATURE PHASE SHIFT KEYING - (D)QPSK

Con el fin de incrementar la eficiencia espectral en más de 1 b/s/Hz intentando mantener las ventajas aportadas por las modulaciones de fase, se ha planteado el uso de los formatos multinivel QPSK y su versión diferencial DQPSK [Lach, E. y Wilfried, I., 2011]. Dichas modulaciones han recibido una atención especial en el seno de las comunicaciones ópticas de banda ancha durante los últimos años debido a que consiguen doblar la eficiencia espectral a 2 b/s/Hz a costa de una mínima penalización de la sensibilidad en recepción, conservando a la vez las ventajas de propagación que nos aportaban los formatos de fase binarios PSK y DPSK: gran tolerancia a la GVD, a la PMD, al filtrado óptico, al ruido ASE y a las no linealidades de la fibra. Los formatos (D)QPSK son, de lejos, las modulaciones que mejores prestaciones aportan en transmisiones ópticas entre los 40 y los 200 Gb/s por canal óptico [Winzer, P.J., 2010].

A partir de finales del año 2010 y principios del 2011 se comenzaron a comercializar las redes de 100 Gb/s basadas en modulaciones de fase en cuadratura. En la tabla adjunta se recogen algunos de los trabajos realizados durante los últimos años con estos formatos.

Modulación	$R_{\text{bit/canal}}$ [Gb/s]	Canales DWDM	$\Delta\nu_{\text{ch}}$ [GHz]	Distancia [Km]	Ref
RZ-QPSK+CD	112	5	100	2400	[YanJun, Z. <i>et al.</i> , 2011]
CSRZ-DQPSK+DD	111	70	100	160	[Sano, A. <i>et al.</i> , 2011]

Tabla 2.1: Ejemplos de transmisiones a 100 Gb/s con QPSK y DQPSK.

CD: Detección Coherente. DD: Detección Directa

Las modulaciones digitales QPSK y DQPSK dividen la constelación del plano óptico complejo en cuatro puntos. Mientras que QPSK asigna a los símbolos digitales {00, 01, 10, 11} un valor de fase constante $\{0, \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4\}$, DQPSK codifica la información en las transiciones de fase de la portadora óptica [Griffin, R.A. and Carter, A.C., 2002; Bateman, A., 2003]. En la figura 2.22 y en la tabla 2.2 se refleja cómo se codifica la información con cada formato.

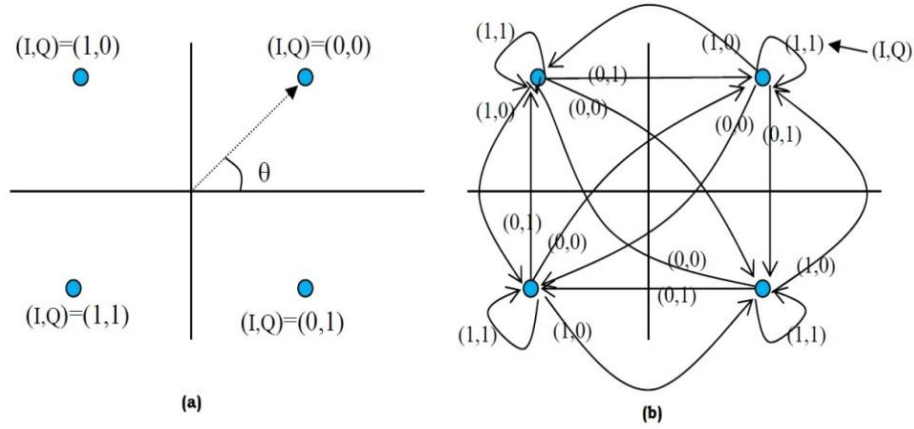


Figura 2.22: (a) Constelación QPSK (b) Constelación DQPSK [Bateman, A., 2003].

Símbolo	QPSK	DQPSK
00	$\theta = +\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = +\pi$
01	$\theta = -\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = -\frac{\pi}{4}$
10	$\theta = +\frac{3\pi}{4}$	$\Delta\theta = +\frac{\pi}{4}$
11	$\theta = +\frac{5\pi}{4}$	$\Delta\theta = 0$

Tabla 2.2: Codificación de la información digital en QPSK y DQPSK.

En la figura 2.23.b se ilustra el diagrama de intensidad y el espectro de las modulaciones NRZ-(D)QPSK (traza negra) y 50% RZ-(D)QPSK (traza gris), así como su comparación con el formato binario (D)PSK en (a). Para una misma velocidad de bit la tasa de símbolo se reduce a la mitad en (D)QPSK, por lo que el ancho de banda ocupado también se reducirá en un factor dos, lo que se traduce las siguientes ventajas:

- El ancho de banda necesario en el transmisor y receptor es menor que en un sistema que emplee (D)PSK.
- Se duplica la eficiencia espectral, una de las necesidades básicas demandadas por los sistemas DWDM actuales.
- La tolerancia a la dispersión cromática y a la PMD aumentará. Puesto que el espectro se comprime a la mitad, tras la propagación de la señal (D)QPSK por la fibra, la diferencia entre los retardos de grupo de sus distintas componentes espectrales será menor que en (D)PSK, y por lo tanto veremos una penalización menor por CD_{acum} . Por otro lado, una

mayor duración del intervalo de símbolo convierte al formato de fase en cuadratura en una modulación más tolerante a la PMD (ver capítulo 4, sección 5).

La principal desventaja de este formato respecto a (D)PSK la encontramos en que para una tasa de bit determinada se duplica el periodo de símbolo, lo que convierte a (D)QPSK en una modulación menos tolerante al ruido de fase láser (ver figura 5.2) [Keang-Po Ho, 2005]. Además, otro inconveniente de este formato es que la potencia requerida para generarla es mayor que en (D)PSK.

Unidos a los anteriores inconvenientes, se suma el hecho de que esta modulación conllevará una penalización en la sensibilidad del receptor respecto al caso binario al aumentar el número de símbolos transmitidos en la constelación. Pero la gran ventaja de (D)QPSK respecto a otros formatos multinivel es que la penalización sufrida en la sensibilidad oscilará solamente entre 1 y 2 dB, mientras que en otras modulaciones como la 16-QAM la penalización puede superar los 5 dB con relativa facilidad [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011].

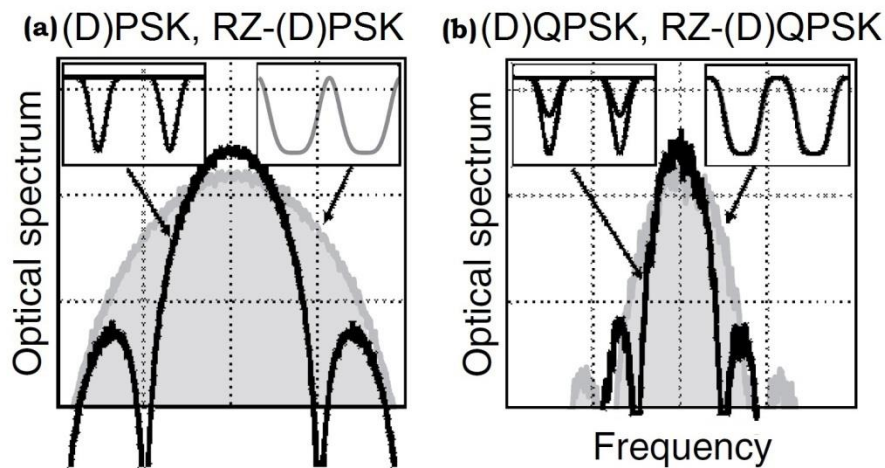


Figura 2.23: (a) Forma de onda y espectro de (D)PSK. (b) Forma de onda y espectro de (D)QPSK. En ambos casos las trazas grises se corresponden con el uso de una portadora óptica RZ, mientras que las trazas negras emplean una portadora NRZ [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Los sistemas DWDM de 100 Gb/s enfocados a largas distancias de propagación (superiores a los 1000 km), se han decantado de forma generalizada por el empleo del formato QPSK y detección coherente síncrona, al aportar una mejora estimada de unos 2-3 dB en la sensibilidad del sistema respecto a la detección diferencial interferométrica (DI) mediante una pareja de Mach-Zehnders (uno para cada rama I&Q). Por otro lado, en aquellos sistemas destinados a distancias de corto y medio alcance, donde la sensibilidad no es un requisito de diseño fundamental, se ha optado por la solución más sencilla y económica: DQPSK+DI.

Ambas modulaciones han encontrado su hueco en las comunicaciones ópticas de banda ancha, sin predominar la una sobre la otra. A lo largo del capítulo 5, donde se estudiarán las diferentes limitaciones a la propagación por la fibra de las señales QPSK y DQPSK, se realizará una comparación exhaustiva de ambos formatos. De todas formas, podemos adelantar que como ambas comparten la misma forma de onda y espectro, la tolerancia al filtrado, a la dispersión cromática, a la PMD, al ruido ASE y a las no linealidades será la misma.

Al igual que ocurría en el caso binario, cada pulso del tren puede ocupar el intervalo de símbolo entero, NRZ-(D)QPSK, o puede aparecer con forma RZ ocupando parte del intervalo, según el ciclo de trabajo configurado: 33%, 50%, 67% RZ o CSRZ-(D)QPSK.

El análisis comparativo *NRZ vs RZ* para (D)QPSK vuelve a ser el mismo que el que se hizo hace unos momentos para (D)PSK. La elección del tipo de portadora óptica empleada en (D)QPSK determinará el rendimiento global de la modulación. Aunque NRZ-(D)QPSK presenta una mejor tolerancia al filtrado óptico y a la dispersión cromática que RZ-(D)QPSK, sin embargo ofrece peor sensibilidad y una menor tolerancia a la PMD, al ruido ASE acumulado y a las no linealidades. Como la principal limitación en un sistema óptico de banda ancha de medio-largo alcance vendrá impuesta por los efectos no lineales y el ruido ASE, previsiblemente el formato con portadora RZ ofrecerá mejores prestaciones.

Transmisor óptico (D)QPSK

La generación óptica de las señales (D)QPSK es mucho más compleja de analizar que en el caso binario. Existen diversas formas de generar una modulación de fase en cuadratura y cada una de ellas muestra ciertas ventajas y desventajas respecto al resto de opciones. Además, para considerar completo el análisis, se deberá contemplar tanto el régimen estacionario como el transitorio del transmisor, pues en cada uno de ellos surgen diferentes complicaciones.

Sin duda, la generación de estas señales es un punto clave del sistema para poder garantizar un rendimiento óptimo en el mismo. El anexo 3 recoge las diferentes formas de generar esta modulación y los problemas surgidos en dicha etapa.

3.5 QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION (M-QAM)

A raíz del elevado crecimiento del tráfico de internet y de los servicios de difusión, se ha llegado a plantear la posibilidad no solo de superar la barrera de los 100G sino también de alcanzar los 400 Gb/s por canal óptico en las redes DWDM. Las propuestas tecnológicas para alcanzar estas velocidades de transmisión, sin recurrir a la paralelización de flujos, se basan en intentar incrementar la eficiencia espectral por encima de los 2 bit/s/Hz. Partiendo de esta premisa es cuando surge la propuesta de emplear los formatos multinivel M-QAM para transmisiones ópticas de ultrabanda ancha [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].

La modulación M-QAM se puede interpretar como dos señales multinivel independientes tipo PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) en banda base y simétricas, que modulan a una portadora óptica en fase y a otra en cuadratura [Bateman, A., 2003]. Desde otro punto de vista se puede ver como una modulación combinada de amplitud y de fase de una sola portadora óptica. Como codifica la información digital tanto en la amplitud como en la fase de la portadora, las señales M-QAM podrían haber sido tratadas en el grupo de modulaciones de intensidad o en las de fase. Dada la relevancia y peso que adquieren en los estándares de 400 Gb/s y 1 Tb/s se volverán a ver en la parte final del documento, en el capítulo 7: “*Conclusiones y Líneas Futuras*”.

Con la señal M-QAM se consigue la mayor eficiencia espectral posible de entre todos los formatos vistos ($\log_2 M$) a costa de una mayor densidad de símbolos en la constelación, lo que se traducirá en requerir una mayor OSNR en recepción.

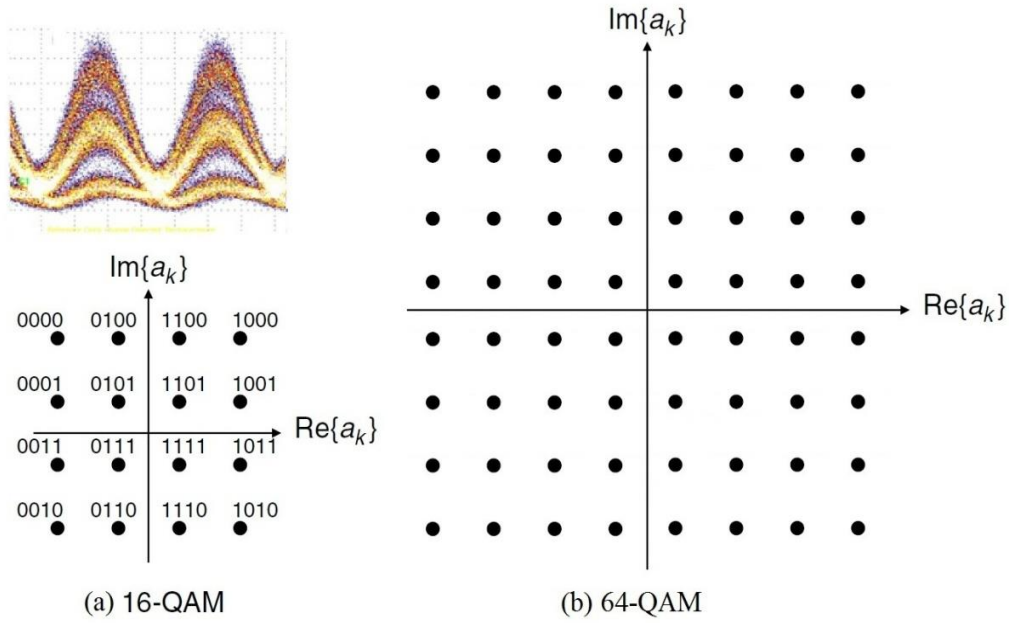


Figura 2.24: Constelación y forma de onda de las señales 16-QAM y 64-QAM [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].

A parte de las dificultades tecnológicas asociadas a la generación de una señal óptica M-QAM a 400 Gb/s, la distancia de propagación alcanzable con este formato a dichas velocidades es muy reducida. La tolerancia a las no linealidades y al ruido ASE decrece a medida que compactamos la constelación en busca de una mayor eficiencia espectral y consecuentemente la distancia de alcance del enlace se reducirá.

Según el teorema de Shannon, si se incrementa la eficiencia espectral aumentando el tamaño de la constelación, en recepción se requerirá una mayor relación señal-a-ruido.

$$C \text{ (bps)} = BW \cdot \log_2(1 + SNR) \rightarrow \eta_e = \frac{C}{BW} = \log_2(1 + SNR) \quad [2.2]$$

Por ejemplo, la migración de QPSK a 16-QAM dobla la EE a costa de sufrir una penalización en la sensibilidad de 3,8 dB. De forma análoga, de 16-QAM a 256-QAM tendremos una penalización en la SNR de 8,8 dB. Al requerir una mayor SNR en recepción será necesario incrementar la potencia óptica lanzada a la fibra, estimulando de forma proporcional el efecto Kerr. Por lo tanto, el ruido de fase generado por la mayor presencia de no linealidades se incrementará e inducirá una mayor distorsión sobre la señal óptica propagada, por lo que la distancia de alcance del sistema decrecerá notablemente. Por este motivo, con estos formatos multinivel no se consiguen fácilmente transmisiones ópticas de 400 Gb/s de larga distancia en la actualidad [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].

A 100 Gb/s la modulación (D)QPSK, aunque ofrece una menor eficiencia espectral, muestra una sensibilidad y una tolerancia frente a las limitaciones a la propagación por la fibra mucho mayor por lo que se han terminado imponiendo frente a las modulaciones M-QAM a estas velocidades de transmisión (tabla 2.3).

Modulación	Eficiencia Espectral	Alcance Normalizado
PDM-QPSK	4 b/s/Hz	2000 Km
PDM-16QAM	8 b/s/Hz	700 Km
PDM-64QAM	16 b/s/Hz	175 Km

Tabla 2.3: Alcance teórico a 100 Gb/s QPSK versus M-QAM [Infinera Inc.].
PDM: Multiplexación en Polarización (capítulo 6).

Transmisor óptico M-QAM

Un transmisor M-QAM puede ser implementado tanto por un modulador en cuadratura convencional, como por un MZM dual-drive. Mientras que el primero presenta un diseño óptico más complejo, el segundo requiere un control más estricto sobre las señales eléctricas moduladoras. Ambos consiguen generar la señal M-QAM con una alta pureza espectral y una gran estabilidad en la modulación. Como el objetivo del proyecto no se centra en las modulaciones M-QAM, solo se presentará la primera arquitectura, que sin duda es la más simple y conocida de las dos. La segunda aparece explicada entre las páginas 305-309 de la referencia [Keang-Po Ho, 2005], detallada en la bibliografía del documento.

Un modulador en cuadratura convencional consta de dos MZM situados dentro de una estructura interferométrica y desfasados $\pi/2$ radianes en sus fases ópticas. La señal generada tendrá la expresión:

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_c t) + b(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad [2.3]$$

Siendo $a(t)$ y $b(t)$ dos señales en cuadratura independientes entre sí y ω_c la frecuencia angular de la portadora óptica. El transmisor de la figura 2.25 garantiza la generación directa de señales ópticas en cuadratura. Dependiendo del orden de la modulación M-QAM que se desee generar, $a(t)$ y $b(t)$ tendrán distinto número de niveles. Así para una modulación 16-QAM, cada una tendrá 4 niveles diferentes, mientras que para una modulación 64-QAM deberán ser de 8 niveles.

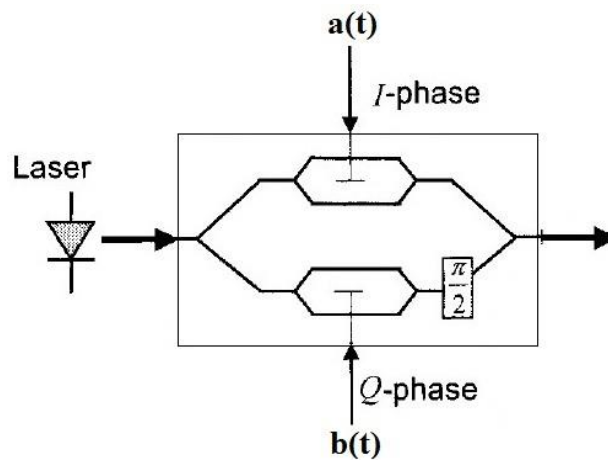


Figura 2.25: Generación M-QAM con un modulador en cuadratura convencional [Keang-Po Ho, 2005].

Los dos MZM generan la señal para la rama I&Q correspondiente, habiendo un desfasaje entre ambas de $\pi/2$ radianes. Si el brazo superior genera una portadora tipo $\cos(\omega_c t)$, el brazo inferior genera una portadora de tipo $-\sin(\omega_c t)$. Los dos moduladores Mach-Zehnder deben ser de coeficiente chirp nulo y trabajar con señales eléctricas $a(t)$ y $b(t)$ de tensión pico a pico $2V_\pi$ voltios. En estas condiciones de trabajo, el campo óptico generado será:

$$E_0 = \text{Re}\{[a(t) - jb(t)] \cdot e^{j\omega_c t}\} = a(t) \cdot \cos(\omega_c t) + b(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad [2.4]$$

Para evitar ver limitado el ancho de banda del modulador es necesario que las dos señales eléctricas moduladoras $a(t)$ y $b(t)$ estén sincronizadas. Con este fin se recurre a un control eléctrico externo que asegure dicha sincronización.

4. RESUMEN

En este capítulo se han presentado los fundamentos teóricos de generación de la portadora óptica, tratando tanto los diversos formatos de modulación digital existentes como las múltiples tecnologías de modulación a las que se puede recurrir para generarlos. Nos hemos centrado sobre todo en la descripción de las características temporales y espectrales de las modulaciones de fase en cuadratura, por ser las que ofrecen un mejor equilibrio a 100 Gb/s entre sensibilidad, EE y tolerancia a las limitaciones lineales y no lineales de la fibra óptica.

Aunque las modulaciones M-QAM aportan una mejor EE que los formatos (D)QPSK, requieren también una mayor sensibilidad en recepción. El uso de la modulación de amplitud en cuadratura multinivel ha sido propuesto para transmisiones más allá de los 100G, donde se precisa de una EE superior a los 2 bit/s/Hz a costa de una penalización adicional en la sensibilidad del sistema. En cambio, en los sistemas DWDM de 100 Gb/s donde no es necesario una EE tan elevada, las modulaciones de fase (D)PSK y (D)QPSK serán los formatos más óptimos para dicho propósito tal y como se descubrirá durante el capítulo 4.

CAPÍTULO 3

RECEPTORES PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA Y RENDIMIENTO IDEAL

Una parte fundamental de cualquier sistema de comunicaciones es sin duda alguna el receptor, etapa encargada de recuperar la información del canal y presentarla al usuario al que va destinada. Mientras que el capítulo 2 se centró en la etapa de transmisión, donde se estudió detalladamente las técnicas y formatos de modulación de la portadora óptica, en el presente capítulo se analizará la etapa de recepción. A lo largo del mismo, se presentarán los diferentes tipos de receptores empleados en los sistemas ópticos de banda ancha de 40 y 100 Gb/s y se comparará la sensibilidad de cada uno de ellos trabajando tanto con modulaciones binarias como multinivel.

Se repasará previamente la arquitectura de los clásicos sistemas de intensidad modulada y detección directa (sistemas IMDD) como telón de fondo para poder justificar la necesidad de la detección coherente en sistemas ópticos a 100 Gb/s de media y larga distancia. Tras ello se mencionarán por encima los conceptos básicos de la detección óptica coherente y se analizarán uno a uno los diferentes tipos de receptores coherentes que se han desarrollado en la última década: síncronos, asíncronos y de diversidad de polarización. En paralelo con este estudio, se mostrará cómo la detección directa también se puede emplear para recuperar las señales de fase diferencial M-DPSK (binarias y multinivel) haciendo uso del interferómetro Mach-Zehnder.

Las fórmulas de la probabilidad de error de los diferentes receptores que aparecen recogidas en todo el capítulo son aproximadas y pueden diferir con los resultados obtenidos en capítulos posteriores. Asumen un rendimiento ideal de los receptores, limitados exclusivamente por ruido de amplificación del enlace. El resto de fuentes de ruido y otras limitaciones como la dispersión cromática o las no linealidades de la fibra no son tenidas en cuenta en el análisis matemático.

1. SISTEMAS DE INTENSIDAD MODULADA Y DETECCIÓN DIRECTA

A lo largo de más de 40 años, la inmensa mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas ha transportado la información en la intensidad de la luz y su recuperación se conseguía a través de un simple fotodiodo encargado de realizar la conversión óptico-eléctrica. Por este motivo a estos sistemas se les bautizó con el nombre de sistemas IMDD, “*Intensity Modulation and Direct Detection*”. En ellos, tanto el transmisor como el receptor tienen la gran ventaja de que son muy simples y fáciles de implementar.

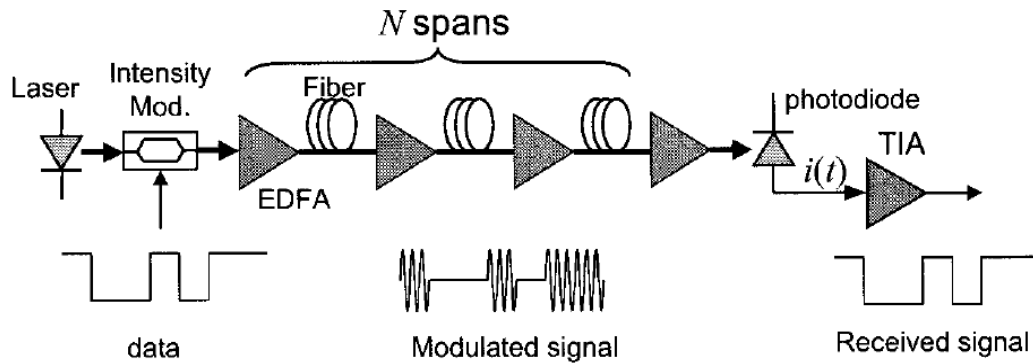


Figura 3.1: Configuración típica de un sistema IMDD [Agrawal, P.G., 2006].

La figura 3.1 muestra la arquitectura típica de un sistema IMDD de larga distancia. Los datos transmitidos modulan la intensidad de la portadora óptica a través de un modulador externo, alimentado por un láser de onda continua. Tras el modulador, la luz pasa por un amplificador óptico en configuración de booster para elevar la potencia de la señal al nivel requerido antes de ser lanzada al primer vano del enlace. Durante el trayecto hacia el receptor, una cadena de EDFA's son usados periódicamente para compensar las pérdidas de potencia en cada vano.

Antes de la fotodetección la señal óptica es fuertemente amplificada por un EDFA de bajo ruido trabajando en configuración de preamplificador. La conversión óptico-eléctrica se realiza usando un simple fotodiodo, que idealmente será capaz de generar un electrón por cada fotón incidente. De esta manera las variaciones en la intensidad óptica se convertirán en variaciones en la corriente eléctrica. Sin embargo, dicho fotodiodo no será capaz de detectar variaciones en la fase o en la frecuencia de la luz incidente, razón por la cual será imposible a priori trabajar con modulaciones de fase o de frecuencia en sistemas de detección directa. Tras el fotodetector, un amplificador eléctrico de transimpedancia (TIA) convierte la fotocorriente en tensión eléctrica. La señal recuperada será prácticamente la misma que la transmitida al principio del enlace, pero con un ruido adicional procedente tanto del ruido de amplificación de la cadena de EDFA's como del ruido térmico y shot introducido por el receptor en su conjunto.

El sistema IMDD de la figura 3.1 es muy simple de entender. El receptor decide qué bit se ha transmitido en función de la presencia o ausencia de luz (1 o 0 respectivamente). Este tipo de sistemas están ligados evidentemente al uso de códigos línea tales como el NRZ, RZ, CSRZ... Con ellos se pueden conseguir transmisiones de 100 Gb/s, pero en distancias de corto alcance ya que la OSNR de la señal propagada se degradará rápidamente con cada kilómetro recorrido. Este es el principal motivo por el que se impulsó el desarrollo de la detección coherente y de los sistemas ópticos con fase modulada para transmisiones de 40 y 100 Gb/s [Gnauck, A.H., 2004].

2. COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES

El término de comunicaciones ópticas coherentes se emplea aquí para caracterizar cualquier técnica que haga uso en recepción del mezclado no lineal entre dos radiaciones ópticas. Normalmente, una de ellas es la que lleva la información, mientras que la otra es una onda generada localmente en el receptor. La detección y el mezclado de ambas se llevan a cabo en un fotodetector convencional. El resultado será la modulación de la corriente fotogenerada a una frecuencia igual a la diferencia entre las de las dos señales incidentes [Martín Pereda, J.A., 2004].

Los sistemas ópticos basados en detección directa tienen la ventaja de ser una arquitectura simple y económica de implementar. Pese a ello, un hándicap de la detección directa es que solamente es sensible a variaciones en la intensidad de la portadora óptica, de manera que los datos que viajen en la frecuencia o la fase de la luz se perderán. Por lo tanto, si queremos trabajar con modulaciones de fase o frecuencia, debemos buscar otro tipo de detección diferente que sea sensible a variaciones en la fase y en la frecuencia de los fotones recibidos.

Esto último, unido al hecho de intentar conseguir un tipo de detección que aportase una mayor sensibilidad en recepción, fue la principal motivación que impulsó el desarrollo de la detección coherente en las comunicaciones ópticas.

Durante la década de los años ochenta y principios de los noventa la detección óptica coherente constituyó la principal línea de investigación en las comunicaciones ópticas avanzadas, pensándose que podían llegar a ser la base de las comunicaciones futuras. En este periodo hubo muchas actividades con sistemas ópticos coherentes enfocados a transportar la información en la fase o la frecuencia de la portadora óptica. El principal objetivo de dichas actividades era intentar conseguir una mayor sensibilidad en recepción y distancias entre regeneradores de señal mucho mayores que las conseguidas con los sistemas IMDD. Se predecía que el mezclado de la señal recibida en recepción con un láser empleado como oscilador local, conseguiría mejorar la sensibilidad del sistema por encima de los 20 dB en comparación con la sensibilidad aportada por la detección directa.

La introducción y desarrollo de las fibras amplificadoras echó por tierra todos los avances que se estaban consiguiendo con la detección coherente. El empleo de los sistemas IMDD ya implantados, junto con los amplificadores ópticos, consiguió elevar la distancia entre regeneradores de señal y mejorar la sensibilidad en recepción preamplificando la señal antes de la fotodetección, por lo que dejó de merecer la pena seguir empleando esfuerzos en trabajar con la detección coherente y los sistemas de fase modulada, un sistema muy complejo de optimizar ya que requería de dispositivos ópticos adicionales no desarrollados en la época como los OPLL y APC (*Optical Phase-Locked Loop* y *Automatic Polarization Control*).

La detección óptica coherente desapareció de la literatura durante la siguiente década. Mientras, las líneas de investigación se centraron en optimizar los amplificadores ópticos y en desarrollar los sistemas WDM. Fue a partir del 2002 cuando se recuperó el interés por la detección coherente al mismo tiempo que se desarrollaron nuevos formatos de modulación digital óptica, enfocados a redes DWDM de banda ancha. Los sistemas coherentes se visualizaron como el candidato perfecto para emplearlos junto a estos esquemas de modulación avanzada y poder mejorar así la capacidad de las redes DWDM [Guifang Li, 2009].

La figura 3.2 representa un sistema óptico que emplea detección coherente en el receptor. Muestra claras diferencias respecto al sistema IMDD analizado en el apartado anterior. La primera gran diferencia se aprecia en el transmisor. Ahora los datos pueden modular tanto la amplitud como la fase o la frecuencia de la portadora óptica.

La segunda diferencia fundamental con los sistemas IMDD es que en el receptor la señal óptica recibida se mezcla con la luz de un oscilador láser local (LO) para trasladar la frecuencia de la portadora óptica a una frecuencia inferior o directamente a la banda base de la señal original. Cuando el batido de la señal recibida y del láser LO incide en el fotodiodo, el resultado es una corriente fotogenerada con una frecuencia igual a la diferencia entre las de las dos señales incidentes.

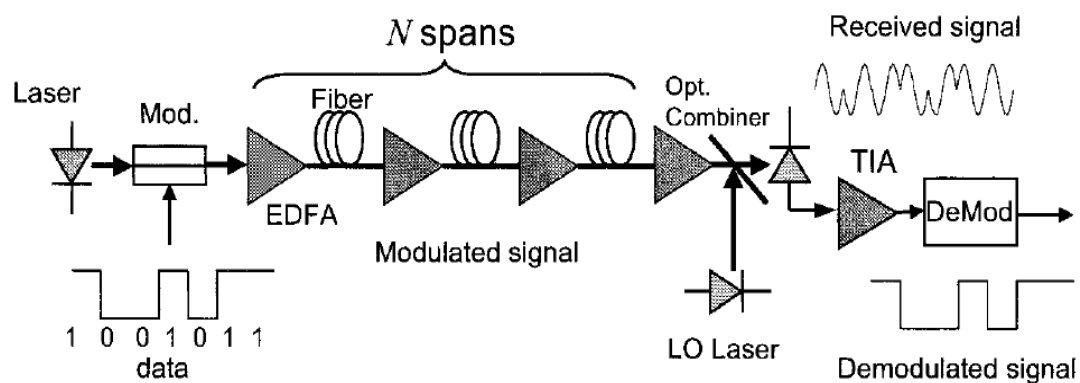


Figura 3.2: Sistema óptico con detección coherente [Agrawal, P.G., 2006].

A la frecuencia diferencia de ambas se la denomina frecuencia intermedia:

$$f_{IF} = f_{carrier} - f_{LO} \quad [3.1]$$

Podemos hacer una clasificación de los sistemas ópticos coherentes en función del valor que tome dicha frecuencia intermedia:

- Si la frecuencia de la señal recibida coincide con la frecuencia del oscilador láser local, el sistema recibe el nombre de “*sistema coherente homodino*”. En los sistemas homodinos el valor de la frecuencia intermedia es evidentemente nulo.
- Por el contrario, si ambas frecuencias difieren, y la frecuencia intermedia resultante es superior a la tasa de bit, el sistema coherente recibe el calificativo de “*heterodino*”.
- Si el valor de dicha frecuencia intermedia es inferior a la tasa de símbolo, el sistema se conoce como “*sistema coherente intradino*”.

Tanto en los sistemas heterodinos como intradinos es necesario trasladar la señal fotogenerada a la banda base mediante técnicas eléctricas. La figura 3.3 recoge un resumen de los tres tipos de sistemas coherentes.

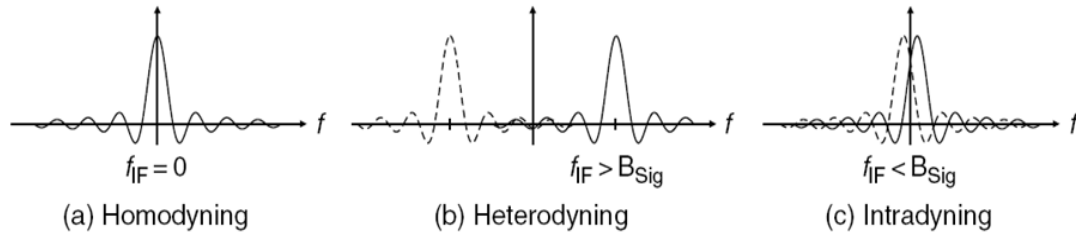


Figura 3.3: Sistemas coherentes homodino, heterodino e intradino [Winzer, P.J. *et al.*, 2008].

Los sistemas ópticos coherentes usan una terminología diferente que el resto de comunicaciones digitales. Convencionalmente, un sistema de comunicación digital se denomina “coherente” cuando la señal recibida se mezcla con un oscilador local en recepción tras recuperar la portadora de la señal recibida. Sin embargo, en el mundo de las comunicaciones ópticas el apodo “coherente” se emplea para caracterizar cualquier técnica que haga uso en recepción del mezclado no lineal entre dos radiaciones ópticas, independientemente de que se recupere o no la portadora óptica.

Por ejemplo, un sistema óptico DPSK que emplee un láser como oscilador local en recepción, no requiere enganchar en fase el láser a la portadora óptica para recuperar los datos transmitidos. Dicho sistema no sería considerado coherente siguiendo la terminología de las comunicaciones digitales, aunque al realizar el mezclado con un oscilador local la terminología óptica sí le concede el apodo de “sistema coherente”.

En comunicaciones ópticas, para diferenciar los sistemas coherentes con o sin recuperación de portadora se usan los calificativos de receptores coherentes “*síncronos*” o “*asíncronos*” respectivamente [Keang-Po Ho, 2005]. Los receptores ópticos coherentes asíncronos carecen de bloque OPLL o AFC (*Automatic Frequency Control*).

En términos de sensibilidad, los receptores ópticos coherentes síncronos homodinicos PSK proveen el mejor rendimiento de entre todos los tipos de modulación y detección posibles [Guifang Li, 2009]. En este capítulo son estudiados en detalle los diferentes receptores para sistemas con fase modulada (PSK, DPSK, QPSK y DQPSK) por su relevancia en el estándar 100 GbE, recientemente comercializado.

3. ESTRUCTURAS BÁSICAS COHERENTES

A continuación se presentarán las estructuras básicas que pueden integrar un receptor óptico coherente, destinadas a mezclar la señal recibida con el oscilador láser local de recepción. Se dará una breve idea de las ventajas e inconvenientes de cada estructura, dejando el análisis detallado de su rendimiento para el anexo 4 que el lector podrá encontrar al final del documento.

Las estructuras básicas que pueden conformar un receptor óptico coherente son tres: el receptor simple, el receptor balanceado y el receptor en cuadratura. Las dos primeras están enfocadas hacia la detección de modulaciones binarias, mientras que el receptor en cuadratura se concibió para la recuperación de señales multinivel. En la siguiente figura se recoge la estructura de cada una de ellas.

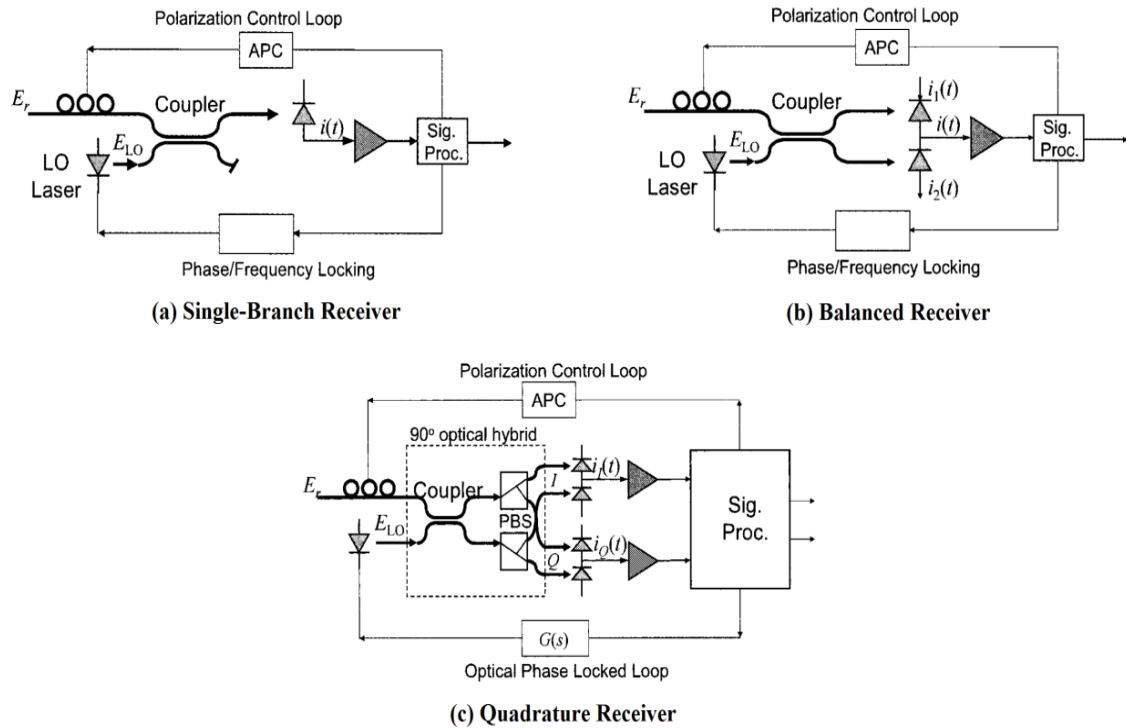


Figura 3.4: Estructuras básicas coherentes [Keang-Po Ho, 2005].

En las dos primeras estructuras el mezclado de la luz recibida con el oscilador láser local se realiza a través de un acoplador de 3 dB y 180°. El receptor simple (figura 3.4.a) emplea un solo fotodiodo para realizar la conversión óptico-eléctrica, mientras que el receptor balanceado (figura 3.4.b) emplea dos fotodiodos conectados en serie de la misma responsividad (por este motivo se habla de estructura *balanceada*). La ventaja del receptor balanceado respecto al de un solo brazo es que detecta el doble de potencia de señal y garantiza una mayor robustez frente al ruido RIN del oscilador láser local.

El receptor en cuadratura (figura 3.4.c) se construye con un acoplador 2x4 de 90° seguido de dos grupos de detectores balanceados, uno para la rama en fase y otro para la rama en cuadratura. Con los dos PBS (*Polarization Beam Splitter*) conseguimos separar las ramas I&Q de la señal multinivel recibida para su posterior detección en la estructura de fotodiodos balanceada correspondiente. Aunque podemos emplear una estructura en single-branch para detectar las ramas I&Q, la configuración balanceada en los diodos PIN muestra mejor rendimiento, especialmente en presencia de ruido RIN del LO.

Todas ellas requieren adicionalmente de un bloque APC que se encargue de alinear correctamente la polarización de la señal recibida con la del oscilador láser local. Además del alineamiento en polarización, si el receptor es síncrono, el LO necesitará estar enganchado en fase o en frecuencia a la señal recibida (lo que en comunicaciones digitales se conoce como recuperación de la portadora). Los receptores síncronos homodinos precisarán de un enganche en fase a través de un OPLL, mientras que en los síncronos heterodinos únicamente será necesario realizar un seguimiento sobre la frecuencia de la portadora óptica por medio de un AFC.

4. RECEPTORES COHERENTES SÍNCRONOS

Al principio del capítulo se explicó que en comunicaciones ópticas coherentes el término “síncrono” es asignado a los receptores que incorporan una etapa de recuperación de la portadora óptica. Mediante un bloque OPLL o AFC se conseguía el enganche del LO a la fase (en los homodinos) o a la frecuencia (en los heterodinos) de la portadora en cuestión. En esta sección se estudiará el rendimiento ideal de los receptores coherentes síncronos para señales de intensidad y de fase modulada, tanto binarias como multinivel.

4.1 RECEPTOR SÍNCRONO PARA SEÑALES DE INTENSIDAD MODULADA

El receptor coherente síncrono empleado para recuperar señales de intensidad modulada se muestra en la figura adjunta. Recurre a la estructura balanceada de diodos PIN (figura 3.4.b) debido a que muestra mejor rendimiento en presencia del ruido RIN del LO que la estructura single-branch, una de las limitaciones principales a las que se enfrentan las señales IM en sistemas de detección coherente. El ruido RIN afecta directamente a la amplitud de la señal degradando rápidamente su OSNR.

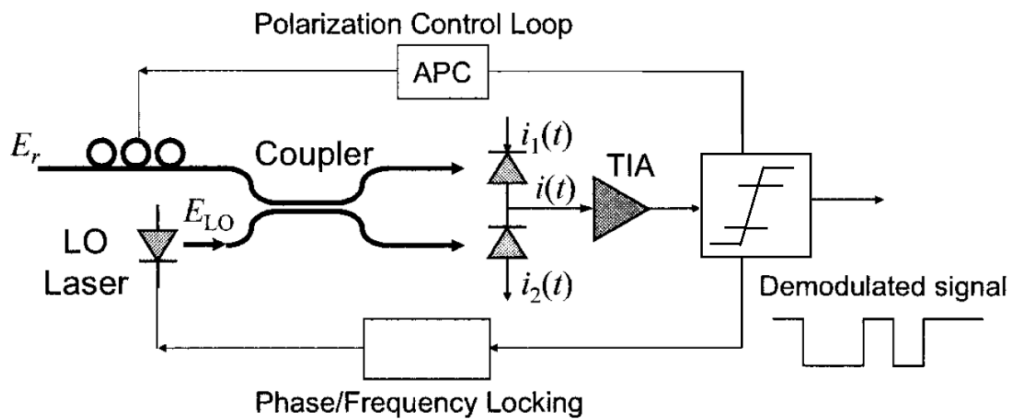


Figura 3.5: Receptor coherente síncrono para señales de intensidad modulada [Keang-Po Ho, 2005].

A la salida de la estructura balanceada la fotocorriente generada muestra la expresión dada por la ecuación A4.14 (anexo 4.2). Un amplificador de transimpedancia (TIA) se encarga de transformar la corriente obtenida en tensión eléctrica. La probabilidad de error de la señal demodulada dependerá del valor de la SNR y del umbral de decisión que se aplique sobre dicha corriente. En los formatos de intensidad binarios, el umbral de decisión óptimo que minimiza el BER del sistema coincide con el 50% de la excursión pico a pico de la señal eléctrica obtenida tras la fotodetección.

El receptor síncrono de la figura 3.5 es el receptor con mayor sensibilidad que tenemos a nuestra disposición para señales IM. Dependiendo del BER requerido y de la modulación de intensidad empleada, la sensibilidad tomará valores diferentes. Pero en términos aproximados, con el receptor síncrono se apreciará una sensibilidad 0,5 dB superior respecto a la versión asíncrona y en torno a 2 dB superior respecto a la detección directa (sistemas IMDD). La tabla 3.1 muestra la sensibilidad conseguida con el receptor anterior para diferentes formatos de intensidad.

Formatos IM	SNR _{req} (dB) (BER _{ref} =10 ⁻¹²)
NRZ	17
50% RZ	15.7
CSRZ	15.7
CRZ	14.7
DB-PSBT	18.8

Tabla 3.1: Sensibilidad en términos de relación señal-a-ruido mostrada por algunos formatos de intensidad empleando el receptor coherente síncrono homodino de la figura 3.5.

No obstante, a pesar de que la sensibilidad del receptor síncrono de la figura 3.5 varía entre los diferentes formatos de intensidad, se puede establecer una expresión aproximada de la probabilidad de error para todos ellos (suponiendo el predominio del ruido de amplificación frente al resto de fuentes de ruido y empleando un umbral de decisión óptimo tras la fotodetección):

$$BER \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2\sigma_n^2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{snr}{2}}\right) \quad [3.2]$$

Siendo la señal recibida $s(t) = A(t)\cos(\omega_c t + \phi)$ y $A(t) = \{0, A\}$ la modulación de intensidad correspondiente. La variable σ_n^2 es la varianza de la distribución de ruido ASE por polarización. La relación señal-a-ruido (snr) viene escrita en unidades lineales, no logarítmicas.

4.2 RECEPTOR SÍNCRONO (D)PSK

Trabajando con modulaciones de fase binarias, PSK o DPSK, el receptor coherente síncrono para este tipo de modulaciones es el de la figura 3.6. Se analiza el caso heterodino como ejemplo, aunque tendrá al final el mismo rendimiento que el homodino siempre que vaya precedido de un filtro óptico que cumpla con la Ec.(A4.9) del anexo 4.1. La expresión de la probabilidad de error es idéntica en ambos casos.

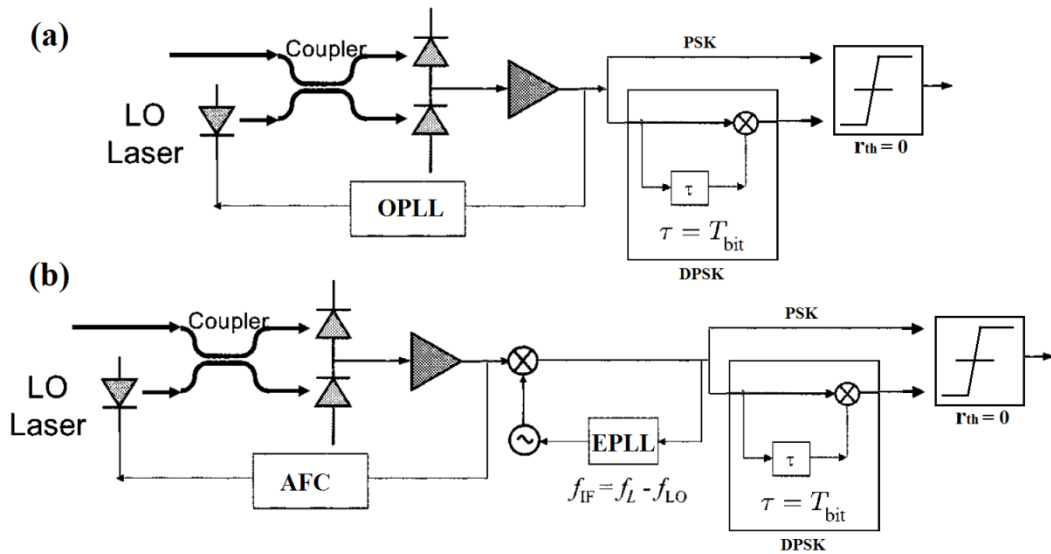


Figura 3.6: Receptor síncrono para señales PSK y DPSK. (a) Versión homodina (b) Versión heterodina.

La señal recibida en el caso heterodino puede ser expresada como:

$$r(t) = s(t) + n(t) = \begin{cases} A \cos \omega_{IF} t + n(t) \\ -A \cos \omega_{IF} t + n(t) \end{cases} \quad [3.3]$$

Siendo $n(t)$ el ruido ASE que cae dentro de la banda de la señal. Podemos reescribirlo con su representación paso banda como:

$$n(t) = n_1(t) \cos \omega_{IF} t - n_2(t) \sin \omega_{IF} t \quad [3.4]$$

Por lo que la señal recibida será:

$$r(t) = \begin{cases} [A + n_1(t)] \cos \omega_{IF} t - n_2(t) \sin \omega_{IF} t \\ [-A + n_1(t)] \cos \omega_{IF} t - n_2(t) \sin \omega_{IF} t \end{cases} \quad [3.5]$$

Con un umbral cero en el decisor de bit, la probabilidad de error del receptor tendrá la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}} dx + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}} dx = \\ &\approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{snr}) \end{aligned} \quad [3.6]$$

Donde la relación señal a ruido (snr) viene dada en unidades lineales y σ_n^2 es la varianza de ruido de las distribuciones $n_1(t)$ y $n_2(t)$. La sensibilidad para los formatos PSK y DPSK es la misma, pues la única diferencia entre ambos radica en cómo va codificada la información, en la fase óptica o en sus transiciones. Sin embargo, dicha sensibilidad sí dependerá del ciclo de trabajo que tengan los pulsos de la portadora óptica, como se podrá observar en el capítulo siguiente. En el caso de usar una modulación NRZ-(D)PSK, la SNR requerida a la entrada del receptor de la figura 3.6 para cumplir con un BER de 10^{-12} es de 13 dB.

4.3 RECEPTOR SÍNCRONO PARA SEÑALES MULTINIVEL M-(D)PSK Y M-QAM

Un receptor coherente síncrono para señales multinivel M-(D)PSK y M-QAM, con un OPLL para seguir a la fase de la señal óptica recibida, aporta la mejor sensibilidad posible en recepción. Con un elevado número de símbolos en la constelación ($M > 8$) el receptor síncrono de la figura 3.7 proporciona una mejora en la sensibilidad de unos 2 dB respecto al receptor asíncrono, sin enganche de fase o frecuencia. Para constelaciones multinivel menos densas (como (D)QPSK) la diferencia entre las versiones síncronas y asíncronas será solamente de unos 0,4-0,5 dB.

La arquitectura de dicho receptor hace uso de una configuración en cuadratura (figura 3.4.c) seguida de una etapa eléctrica donde se deberá decidir qué símbolo digital de la constelación se ha transmitido.

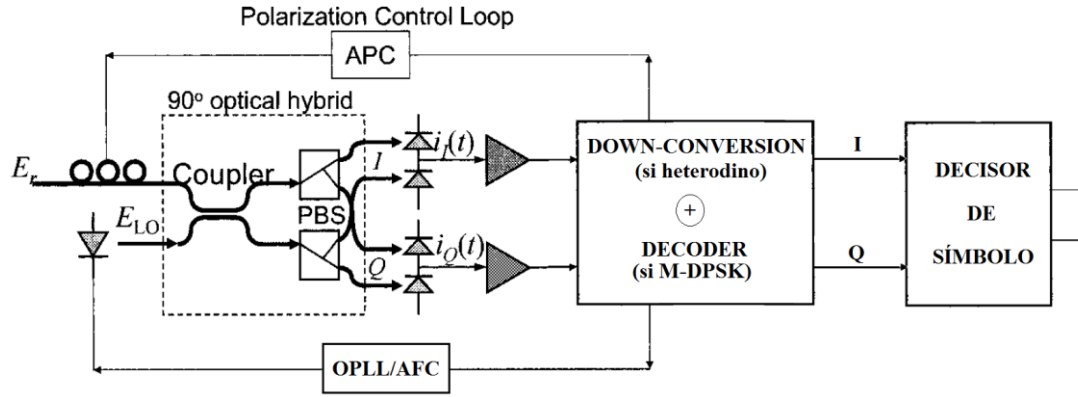


Figura 3.7: Receptor coherente síncrono para señales multinivel M-PSK, M-DPSK y M-QAM.

Señales M- (D)PSK

La probabilidad de error de bit obtenida con este receptor para la demodulación de señales M-PSK y M-DPSK es la misma en ambas. Para un alfabeto digital con 8 o más símbolos se puede aproximar su expresión mediante la ecuación:

$$BER \approx \frac{2}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{snr} \cdot \sin \frac{\pi}{M} \right) \quad [3.7]$$

Trabajando con modulaciones de fase en cuadratura QPSK y DQPSK se puede caracterizar a la probabilidad de error de bit con una expresión analítica más exacta [Keang-Po Ho, 2005]:

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{snr}{2}} \right) \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{snr}{2}} \right) \right] \quad [3.8]$$

La sensibilidad para (D)QPSK con detección coherente síncrona es unos 3 dB peor que para (D)PSK, pero como ocupan la mitad del ancho de banda evidentemente tienen la mitad de potencia de ruido. Consecuentemente, la relación señal-a-ruido por bit será la misma para ambas modulaciones.

En el caso de trabajar exclusivamente con modulaciones de fase diferenciales, M-DPSK, la estructura de la figura 3.7 requiere un decodificador adicional que lea las transiciones de fase entre símbolos digitales consecutivos y permita asociar dichas transiciones de fase con los símbolos digitales con los que se corresponden. Además, el decodificador cumple otra función fundamental: evita la propagación de cualquier error de fase a intervalos de símbolo sucesivos.

La figura 3.8 muestra un decodificador para DQPSK ($M = 4$). Las transiciones de fase en la señal óptica (con $\Delta\theta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$) se miden en las fotocorrientes de las ramas I&Q a la salida de la estructura en cuadratura. Las puertas de salida del decodificador, $P_1(t)$ y $P_2(t)$, conforman secuencias de dos bits $\{00, 01, 10, 11\}$ que se corresponden con el símbolo digital emitido en transmisión.

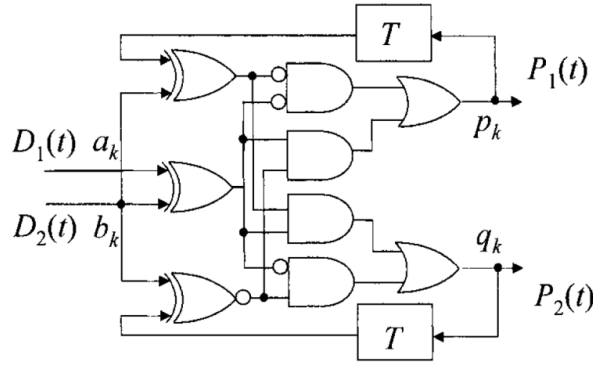


Figura 3.8: Decodificador para DQPSK [Derr, F., 1991].

Señales M-QAM

Para las modulaciones M-QAM, el BER mostrado por el receptor síncrono de la figura 3.7 es:

$$BER = \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3snr}{2(M-1)}} \right) \times \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3snr}{2(M-1)}} \right) \right] \quad [3.9]$$

Para $M = 4$, la probabilidad de error anterior es idéntica a la mostrada por las modulaciones (D)QPSK. Con una alta relación señal-a-ruido en recepción, se puede aproximar la Ec.(3.9) como:

$$BER \approx \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3snr}{2(M-1)}} \right) \quad [3.10]$$

Sensibilidad en (D)QPSK y M-QAM

La tabla 3.2 recoge la SNR necesaria para cumplir con un BER de 10^{-12} en las señales (D)QPSK, 16-QAM, 32-QAM y 64-QAM trabajando con detección coherente síncrona. A medida que aumentamos M ganamos en eficiencia espectral en el sistema, pero la SNR necesaria para recuperar la señal en recepción aumentará de forma significativa al ser directamente proporcional al número de símbolos que tenga la constelación.

Formatos Multinivel	SNR _{req} (dB) (BER _{ref} =10 ⁻¹²)
NRZ-(D)QPSK	16.6
NRZ-16QAM	24.4
NRZ-32QAM	26.8
NRZ-64QAM	30.1

Tabla 3.2: Sensibilidad de algunas modulaciones multinivel con detección coherente síncrona.

Recientemente, se han propuesto las modulaciones M-QAM con más de 4 niveles para transmisiones por encima de los 100 Gb/s por canal óptico. Sin embargo, en el rango de los 100G, no compensa emplear modulaciones con constelaciones tan densas debido a la alta SNR que demandan en recepción. En este sentido, las modulaciones de fase en cuadratura se han presentado como los formatos que proporcionan el mejor equilibrio entre eficiencia espectral y sensibilidad en recepción.

5. RECEPTORES COHERENTES ASÍNCRONOS

Las modulaciones de intensidad y de fase diferencial pueden ser detectadas mediante receptores coherentes sin enclavamiento en fase o frecuencia del LO con la portadora óptica. Partiendo de esta idea, en las estructuras coherentes de la sección anterior se prescindirá del bloque OPLL/AFC. Este tipo de recepción, que en comunicaciones digitales se considera no coherente, en comunicaciones ópticas recibe el nombre de “*recepción coherente asíncrona*”.

Al no haber un seguimiento en fase o frecuencia sobre la portadora óptica, estos receptores realizarán la demodulación mediante etapas eléctricas tras la fotoconversión, detectando la envolvente de la portadora óptica para las señales de intensidad modulada o detectando la fase diferencial para las señales DPSK y M-DPSK.

En un principio, la conversión de frecuencias hacia abajo que realiza el LO no será a la banda base, sino a una frecuencia intermedia no nula. Por este motivo, en los receptores asíncronos presentados en las siguientes líneas solo se considerará el caso heterodino. Posteriormente, veremos que también se podrá implementar el caso asíncrono homodino con los receptores de diversidad de fase.

5.1 DETECCIÓN DE ENVOLVENTE PARA SEÑALES DE INTENSIDAD MODULADA

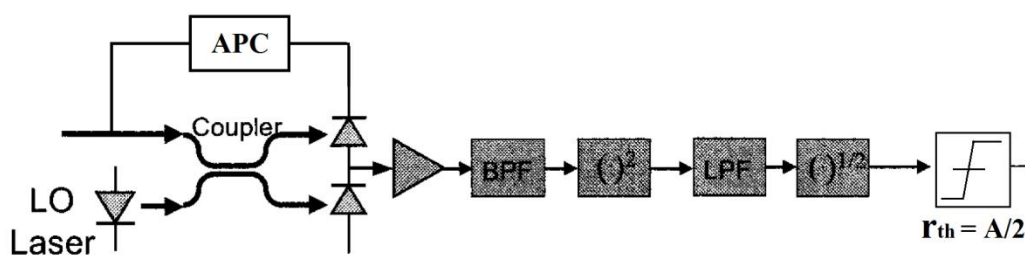


Figura 3.9: Receptor asíncrono para señales de intensidad modulada [Keang-Po Ho, 2005].

La figura 3.9 representa las distintas etapas de un receptor asíncrono para señales moduladas en intensidad. El objetivo final es detectar las variaciones en la envolvente de la portadora óptica y asociarlas con los símbolos digitales transmitidos. Tras la fotoconversión, la señal se hace pasar primero por un filtro paso banda que limite la potencia de ruido en la fotocorriente generada. Posteriormente la señal se eleva al cuadrado, se filtra paso bajo y se aplica una operación de raíz cuadrada, con lo que finalmente la envolvente obtenida será:

$$r_d(t) = \begin{cases} \sqrt{[A + n_1(t)]^2 + n_2^2(t)} & \text{para el bit "1"} \\ \sqrt{n_1^2(t) + n_2^2(t)} & \text{para el bit "0"} \end{cases} \quad [3.11]$$

La envolvente $r_d(t)$ se hace pasar por un decisor de bit cuyo umbral óptimo de decisión es $A/2$ aproximadamente. Con dicho umbral de decisión, la probabilidad de error de bit toma la siguiente expresión analítica:

$$BER \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{snr}{2}\right) \quad [3.12]$$

La ecuación anterior es aproximada y evidentemente cada formato IM tendrá una probabilidad de error diferente para una misma SNR. Con una probabilidad de error de bit de 10^{-12} la SNR requerida es unos 0.45 dB mayor que en el caso síncrono:

Formatos de IM	SNR _{req} (dB) ($BER_{ref}=10^{-12}$)	δ_{SNR} (dB)
NRZ	17,4	+0,4
50% RZ	16,1	+0,4
CSRZ	16,2	+0,5
CRZ	15,2	+0,5
DB-PSBT	19,2	+0,4

Tabla 3.3: Sensibilidad de algunos formatos de intensidad modulada con detección coherente asíncrona.

5.2 DETECCIÓN ASÍNCRONA HETERODINA DPSK

La recepción asíncrona de señales PSK no es posible. Al viajar los datos en la fase de la portadora óptica, el LO necesita estar enganchado en fase o frecuencia a la señal de llegada. Pero como en la modulación DPSK la información no viaja en la fase sino en las transiciones de fase entre bits, no estamos obligados a recuperar la portadora en recepción. Basta con un circuito eléctrico retardado-multiplicador para recuperar los datos de la fibra. Dicho circuito se encarga de comparar la fase entre bits consecutivos para poder leer justamente esas transiciones.

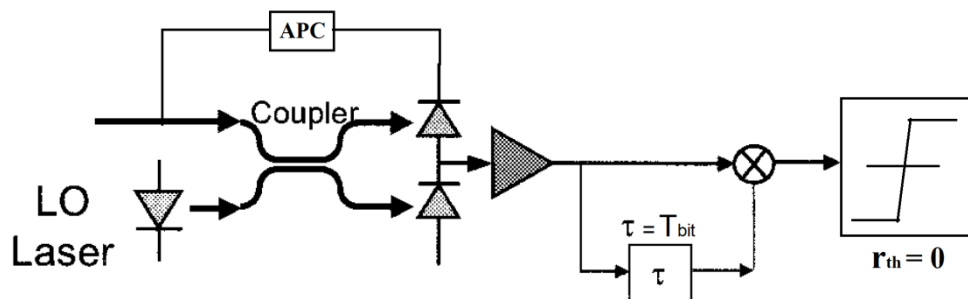


Figura 3.10: Receptor asíncrono para señales DPSK [Keang-Po Ho, 2005].

Tras filtrar paso bajo la señal recibida, la entrada al decisor de bit será $r_d(t) \equiv \cos[\omega_{IF}T_{bit} + \phi(t) - \phi(t - T_{bit})]$. Con un umbral de decisión nulo el BER obtenido con este receptor es aproximadamente:

$$BER \approx \frac{1}{2} \exp(-snr) \quad [3.13]$$

La SNR requerida a la entrada de este receptor para cumplir con una probabilidad de error de 10^{-12} es de 13.4 dB, unos 0.4 dB peor que con detección síncrona.

5.3 DETECCIÓN ASÍNCRONA HETERODINA M-DPSK

La detección asíncrona heterodina en señales multinivel solo tiene sentido en señales de fase diferencial M-DPSK, con circuitos eléctricos retardadores-multiplicadores sobre las ramas I&Q. El esquema de funcionamiento es el mismo que en la figura 3.10. Tras la estructura en cuadratura con detectores balanceados que separa las ramas I&Q, se recurre a una operación de retardo-multiplicación para leer las transiciones de fase entra símbolos consecutivos. En este caso el retardo aplicado a cada componente en cuadratura será el valor del periodo de símbolo $T_s = \log_2 M \cdot T_{bit}$. Así, para señales DQPSK, el retardo que se debe aplicar a cada componente en cuadratura será de dos periodos de bit.

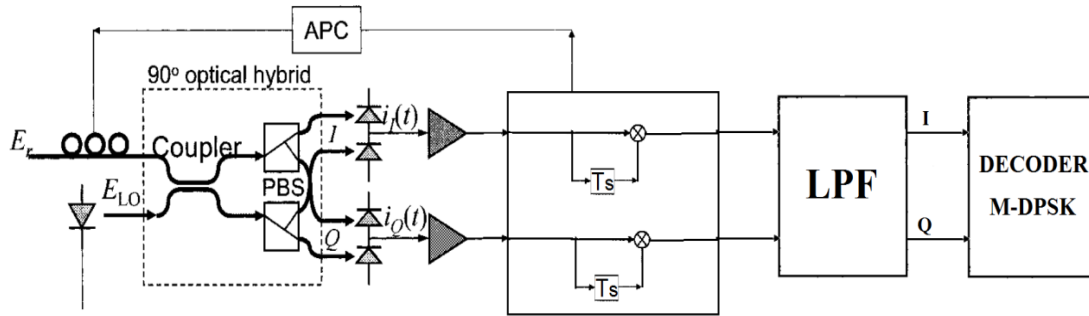


Figura 3.11: Receptor asíncrono para señales M-DPSK.

La sensibilidad empeora unos 0.4-0.5 dB respecto la detección síncrona, como viene siendo habitual en todos los receptores asíncronos vistos hasta ahora. Para DQPSK, la SNR requerida para cumplir con un $BER = 10^{-12}$ usando detección coherente asíncrona es de unos 17 dB.

5.4 RECEPTORES DE DIVERSIDAD DE FASE

Durante la introducción de los receptores asíncronos se comentó que ante la ausencia del bloque OPLL/AFC se basaría la recuperación de los datos en etapas eléctricas de frecuencia intermedia no nula. Es decir, solo estábamos considerando el caso heterodino para la detección asíncrona tanto de señales IM como PM. Sin embargo, en la última década también se ha llegado a plantear la posibilidad de una recepción coherente *asíncrona homodina*. Dicho tipo de receptores ópticos han sido bautizados bajo el nombre de “receptores de diversidad de fase”.

Un receptor de diversidad de fase está basado en una estructura coherente en cuadratura, pero sin el bloque OPLL/AFC. Al no haber un seguimiento en fase o en frecuencia sobre la portadora

óptica, las fotocorrientes de las ramas I&Q incluirán una fase aleatoria θ_0 , de manera que tras la fotoconversión las señales recibidas serán:

$$\begin{aligned} r_I(t) &= A_s(t)\cos[\phi_s(t) + \theta_0] + n_I(t) \\ r_Q(t) &= A_s(t)\sen[\phi_s(t) + \theta_0] + n_Q(t) \end{aligned} \quad [3.14]$$

Donde $A_s(t)$ y $\phi_s(t)$ representan modulaciones de amplitud y de fase respectivamente. Los términos de ruido $n_I(t)$ y $n_Q(t)$ se consideran distribuciones de ruido idénticas e independientes la una de la otra. Engloban tanto el ruido ASE del canal como el ruido adicional que pueda darse en el receptor. La fase aleatoria θ_0 se debe a la ausencia del enganche de fase en el receptor homodino. Dicho parámetro es constante a lo largo de un intervalo de símbolo pero puede variar ligeramente de símbolo a símbolo. La forma de recuperar los datos varía según estemos trabajando con modulaciones de intensidad o de fase.

En el primer caso, con $A(t)=\{0,A\}$, se debe operar con las componentes en cuadratura para obtener la variable $r_d(t) = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$ y sobre la misma aplicar un umbral de decisión de $A/2$ (umbral óptimo). Así, la probabilidad de error de bit para el receptor de diversidad de fase de señales IM será la misma que en el receptor asíncrono heterodino con detección de la envolvente (ecuación 3.12). La SNR requerida en este receptor para cumplir con un BER de 10^{-12} sobre los diferentes formatos de intensidad modulada coincide con los valores mostrados en la tabla 3.3.

Para señales DPSK la fase diferencial puede ser recuperada mediante la operación:

$$\begin{aligned} r_d(t) &= r_I(t)r_I(t - T_{bit}) + r_Q(t)r_Q(t - T_{bit}) = \\ &= A^2\cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - T_{bit})] + \text{términos de ruido} \end{aligned} \quad [3.15]$$

Sin ruido, $r_d(t)$ es proporcional al $\cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - T_{bit})]$, así para las transiciones de fase de 0° y 180° la variable $r_d(t)$ valdrá $\pm A^2$ respectivamente. Con un umbral de decisión nulo se conseguirá recuperar los datos transmitidos de forma óptima. El rendimiento en este caso será el mismo que el del receptor asíncrono heterodino del apartado 5.2. La SNR requerida para cumplir con una probabilidad de error de 10^{-12} es de 13.4 dB en ambos receptores.

Finalmente para señales M-DPSK, la recuperación de los datos con un receptor de diversidad de fase es prácticamente idéntica a la detección asíncrona heterodina del apartado 5.3. Tras obtener las señales $r_I(t)$ y $r_Q(t)$ de la Ec.(3.14), operamos con retardadores-multiplicadores para trabajar con las variables diferenciales $r_{DI}(t)$ y $r_{DQ}(t)$ en cada rama:

$$r_{DI}(t) = r_I(t)r_I(t - T_s) + \text{términos de ruido} \quad [3.16]$$

$$r_{DQ}(t) = r_Q(t)r_Q(t - T_s) + \text{términos de ruido} \quad [3.17]$$

Al igual que en la figura 3.11, se enviarán las anteriores variables al correspondiente circuito decodificador para traducir la fase diferencial en el símbolo digital correspondiente. Evidentemente el rendimiento será el mismo que en el apartado 5.3. En DQPSK, la SNR requerida para un BER = 10^{-12} será de nuevo de unos 17 dB aproximadamente.

6. RECEPTORES DE DETECCIÓN DIRECTA

Además de las señales de intensidad modulada, los formatos de fase diferencial M-DPSK también pueden ser demodulados sin tener que recurrir al mezclado de la señal recibida con un láser local. La clave está en emplear un interferómetro en recepción para poder leer las transiciones de fase. Este tipo de recepción óptica se conoce como detección directa o detección diferencial interferométrica y se abrevia bajo las siglas “DD” o “DI” acompañando al nombre de la modulación (p.ej *M-DPSK+DD* o *M-DPSK+DI*).

La detección directa de la señal óptica es mucho más simple que los receptores coherentes vistos hasta ahora. Esta sección analiza el rendimiento de este tipo de detección para señales IM, DPSK y DQPSK. El resto de modulaciones multinivel de fase diferencial no son tenidas en cuenta debido a que no se ha planteado su uso para transmisiones de 100 Gb/s y superiores.

6.1 DETECCIÓN DIRECTA PARA SEÑALES DE INTENSIDAD MODULADA

Los sistemas IMDD de la figura 3.1 son los esquemas más simples para transmitir los datos por la fibra óptica. El receptor consiste en un simple fotodiodo PIN o APD que convierte las fluctuaciones de la intensidad de la luz en fluctuaciones de corriente eléctrica. El rendimiento de estos sistemas ha sido ampliamente analizado por muchos autores (Agrawall, Becker, Desurvire, John M.Senior...) para diversos casos: limitación por ruido shot, limitación por ruido térmico, limitación por ruido de amplificación, cálculo por aproximación Gaussiana, cálculo del límite cuántico...

No es objetivo de este proyecto analizar cada caso, y menos para un sistema que ha quedado obsoleto para su uso en redes DWDM de banda ancha. No obstante, comentaremos el rendimiento de estos sistemas considerando la limitación por ruido de amplificación, que es sin duda la única situación que puede ser interesante analizar, dado que las redes ópticas de banda ancha suelen ser redes multivano.

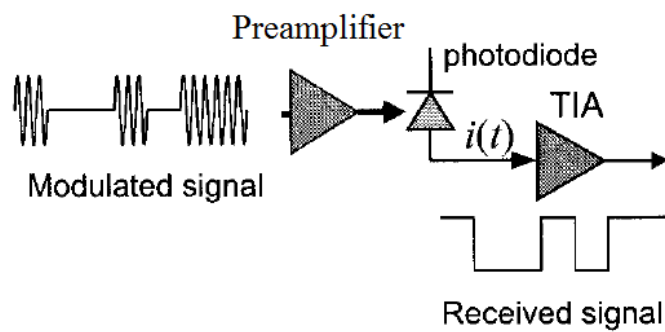


Figura 3.12: Detección Directa en señales de Intensidad Modulada [Pereda, J.A., 2004].

Sistema limitado por ruido de amplificación

Considerando un sistema IMDD limitado por ruido ASE, el campo eléctrico asociado a la señal óptica incidente en el fotodiodo será:

$$E_r(\vec{r}, t) = [A_s(t) + n_x(t)]e^{j\omega_c t} \hat{x} + n_y(t)e^{j\omega_c t} \hat{y} \quad [3.18]$$

Siendo $A_s(t)=\{0,A\}$ la modulación de amplitud. El fotodiodo convierte la potencia óptica incidente en una corriente eléctrica:

$$i(t) = \Re|A_s(t) + n_x(t)|^2 + \Re|n_y(t)|^2 + \text{ruido shot} + \text{ruido térmico} \quad [3.19]$$

Despreciando los términos de ruido shot y térmico por el predominio del ruido ASE sobre ellos, y aplicando un umbral de decisión óptimo sobre la fotocorriente de $A^2/4$, la probabilidad de error de bit aproximada es (para cualquier modulación de intensidad binaria):

$$BER \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right) \underbrace{\left(1 + \frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right)}_{\substack{\text{Ruido ASE de} \\ \text{la polarización} \\ \text{ortogonal}}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{snr}{2}\right) \left(1 + \frac{snr}{2}\right) \quad [3.20]$$

El rendimiento respecto a la detección coherente asíncrona empeora unos 1.5 dB en términos de SNR debido a la inclusión del ruido ASE en la polarización ortogonal. En caso de emplear un filtro polarizado que no deje pasar la polarización ortogonal al fotodiodo, el rendimiento en detección directa será un poco más parejo al del receptor coherente asíncrono (figura 3.9). Las sensibilidades en detección directa de los principales formatos de intensidad para cumplir con un BER de 10^{-12} son las siguientes:

Formatos de IM	SNR _{req} (dB) ($BER_{ref}=10^{-12}$)	δ_{SNR} (dB) (respecto a CD síncrona)	δ_{SNR} (dB) (respecto a CD asíncrona)
NRZ	18,9	+1,9	+1,5
50% RZ	17,5	+1,8	+1,4
CSRZ	17,7	+2	+1,5
CRZ	16,6	+1,9	+1,4
DB-PSBT	20,5	+1,7	+1,3

Tabla 3.4: Sensibilidad mostrada por algunos formatos de intensidad modulada empleando detección directa.

6.2 DETECCIÓN DIRECTA DPSK

El receptor DPSK basado en detección directa o detección diferencial interferométrica intenta emular, mediante un proceso completamente óptico, la detección asíncrona diferencial del apartado 5.2. En esa sección se describió cómo dicho receptor detectaba las transiciones de fase mediante un retardador y un mezclador eléctrico:

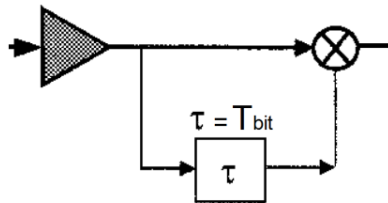


Figura 3.13: Detección diferencial eléctrica DPSK [Keang-Po Ho, 2005].

La figura 3.14 traslada las operaciones de retardo+mezclado eléctrico al dominio óptico. La función de retardo ahora la realizará el interferómetro Mach-Zehnder (MZI) en una de sus ramas (en la de mayor longitud física, rama inferior), mientras que el mezclado se llevará a cabo en el acoplador de salida y los fotodiodos de la estructura balanceada.

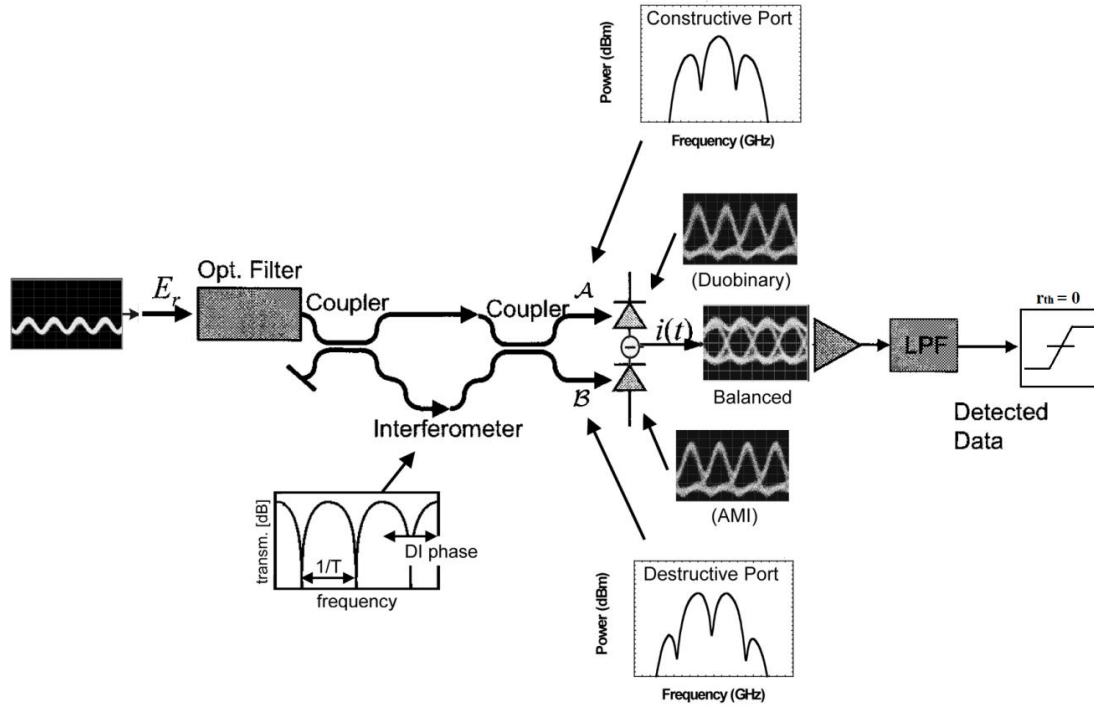


Figura 3.14: Detección directa de señales DPSK mediante un MZI [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2004].

El MZI genera una diferencia de fases entre sus dos brazos con el objetivo de convertir las fluctuaciones de la fase óptica en fluctuaciones de intensidad que los fotodiodos sí puedan leer. La forma de conseguirlo es generando una interferencia controlada entre las señales de cada una de las ramas del MZI. El acoplador de entrada de 3dB y 180° divide la señal recibida en dos caminos, forzando una diferencia de fases ópticas entre ambos brazos. Si el retardo está bien diseñado, se inducirá una interferencia controlada sobre la estructura balanceada. Precisamente, mantener una interferencia óptima en ambas puertas es un aspecto crítico en el diseño de este receptor [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2004].

Para la correcta demodulación de la señal binaria DPSK, la diferencia de fases entre los brazos del Mach-Zehnder debe ser un múltiplo del periodo de bit:

$$\Delta\phi = \omega_{carrier} \cdot N \cdot T_{bit} \quad [3.21]$$

La ecuación anterior se puede implementar de dos formas distintas: con diferentes longitudes físicas en cada brazo o con distintos índices de refracción en cada uno de ellos, de manera que la diferencia entre las distancias ópticas recorridas en cada rama coincida con la variación de fase que se desea inducir. En la figura 3.14 se genera esa $\Delta\phi$ mediante una diferencia de longitudes físicas (ΔL) entre las dos ramas. Además, por razones de estabilidad de la señal se suele escoger $N=1$ en la Ec.(3.21), por lo que para la demodulación de DPSK el diseño del MZI deberá cumplir:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta\phi = \omega_c T_{bit} \\ \Delta\phi = k_0 n_{eff} \Delta L \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta L]_{MZI} = \frac{\omega_c T_{bit}}{k_0 n_{eff}} = \frac{2\pi f_c}{\frac{2\pi}{c} f_c} \cdot \frac{1}{n_{eff} \cdot v_{bit}} = \frac{c}{n_{eff} v_{bit}} \quad [3.22]$$

Por ejemplo, para 100 Gb/s y un índice de refracción típico de 1.47, la diferencia de longitudes entre los brazos del Mach-Zehnder debe ser aproximadamente de 2,04 mm.

A la salida del segundo acoplador (también de 180° y 3 dB), los dos campos ópticos interfieren de la siguiente manera. En la puerta A (puerta constructiva), se genera una interferencia constructiva si no hay cambio de fase entre pulsos de la señal DPSK, mientras que la interferencia será destructiva si se produce un cambio de fase. La puerta A muestra características idénticas a las de un filtro paso bajo de primer orden, razón por la cual la señal obtenida será de tipo duobinaria. El campo eléctrico asociado a dicha puerta será:

$$\begin{aligned} \vec{E}_A(t) = & \frac{\hat{x}}{2} [Ae^{-j\phi_s(t)} + n_x(t)] + \frac{\hat{y}}{2} n_y(t) + \\ & + \frac{\hat{x}}{2} [Ae^{-j\phi_s(t-T_{bit})} + n_x(t-T_{bit})] + \frac{\hat{y}}{2} n_y(t-T_{bit}) \end{aligned} \quad [3.23]$$

Por otro lado, la puerta B (puerta destructiva) funciona al revés que la A. Debido al principio de conservación de la energía, la interferencia generada será destructiva si no hay cambio de fase entre bits, mientras que será constructiva cuando sí tenga lugar ese cambio de fase en la señal DPSK. Las características de la puerta B son de filtro paso alto de primer orden y la señal obtenida en esta puerta se corresponderá con una modulación tipo AMI (*Alternate-Mark Inversion*) [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2005]. El campo eléctrico asociado es:

$$\begin{aligned} \vec{E}_B(t) = & \frac{\hat{x}}{2} [Ae^{-j\phi_s(t)} + n_x(t)] + \frac{\hat{y}}{2} n_y(t) + \\ & - \frac{\hat{x}}{2} [Ae^{-j\phi_s(t-T_{bit})} + n_x(t-T_{bit})] - \frac{\hat{y}}{2} n_y(t-T_{bit}) \end{aligned} \quad [3.24]$$

En las Ecs. (3.23) y (3.24), se han ignorado las pérdidas de inserción del interferómetro. Los términos de ruido de amplificación son distribuciones Gaussianas independientes de media nula y varianza σ_n^2 . Como el ruido ASE es considerado la fuente de ruido predominante en nuestro sistema, tanto las pérdidas del MZI como la responsividad de los fotodiodos (supuestas idénticas) no afectan al rendimiento del receptor. Si el filtro de entrada fuese polarizado, el ruido ASE de la polarización ortogonal $n_y(t)$ desaparecería de las expresiones anteriores.

En principio, con un solo fotodiodo es suficiente para recuperar los datos, pero no se estaría aprovechando la mejora en la sensibilidad que aporta de forma intrínseca el formato DPSK respecto a los formatos binarios OOK. Por eso es recomendable usar la estructura balanceada. A la salida de los fotodiodos se obtendrá una fotocorriente del valor:

$$i(t) = |\vec{E}_A(t)|^2 - |\vec{E}_B(t)|^2 \quad [3.25]$$

El umbral óptimo del decisor de bit debe estar situado en cero, minimizando así la probabilidad de error de bit a:

$$BER = \frac{1}{2} \exp(-snr) \left(1 + \frac{snr}{4}\right) \quad [3.26]$$

La penalización en la probabilidad de error respecto al caso asíncrono se debe a la inclusión del ruido ASE de la polarización ortogonal, reflejado en el término $\left(1 + \frac{snr}{4}\right)$. La sensibilidad obtenida con la detección directa para cumplir con un BER de 10^{-12} es de 15 dB, +2 dB superior respecto a la detección coherente síncrona y +1.6 dB respecto a la asíncrona. Empleando un filtro polarizado en la figura 3.14 mejoraríamos dicha sensibilidad en +0,5 dB, consiguiendo un rendimiento un poco más parejo al del receptor coherente asíncrono. Evidentemente estos valores en la sensibilidad difieren según el ciclo de trabajo del tren de pulsos sobre el que se realiza la modulación de fase: NRZ, 33%RZ, 50%RZ... En el capítulo siguiente, se detallarán las sensibilidades de la modulación DPSK para diferentes ciclos de trabajo.

La detección directa DPSK es incuestionablemente el receptor más popular en las redes ópticas de 40 Gb/s que emplean modulaciones de fase binaria [Sinsky, J.H y Winzer, P.J., 2009]. Ofrece un compromiso perfecto entre buen rendimiento y simplicidad de diseño que lo hace muy atractivo para su uso.

6.3 DETECCIÓN DIRECTA DQPSK

La recepción de las señales DQPSK también puede realizarse mediante detección directa (DD), o detección diferencial interferométrica (DI). El diseño se basa en extrapolar la idea del receptor anterior a señales de fase multinivel, de manera que ahora tendremos que emplear dos interferómetros Mach-Zehnder para cada componente en cuadratura. Los MZI desempeñarán la misma función que en DPSK: retardar la señal óptica un periodo de símbolo para después mezclar la señal recibida con la retardada en los acopladores de salida y la estructura de fotodiodos balanceada.

El receptor de detección directa DQPSK es el más popular en comunicaciones ópticas de 100Gb/s para distancias de corto y medio alcance (inferiores a 1000 km) [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2004]. Su gran popularidad se debe principalmente a sus buenas prestaciones y a la sencillez de su diseño. En los capítulos siguientes estudiaremos en profundidad los sistemas 100G-DQPSK+DD en comparación con otros formatos y tipos de detección.

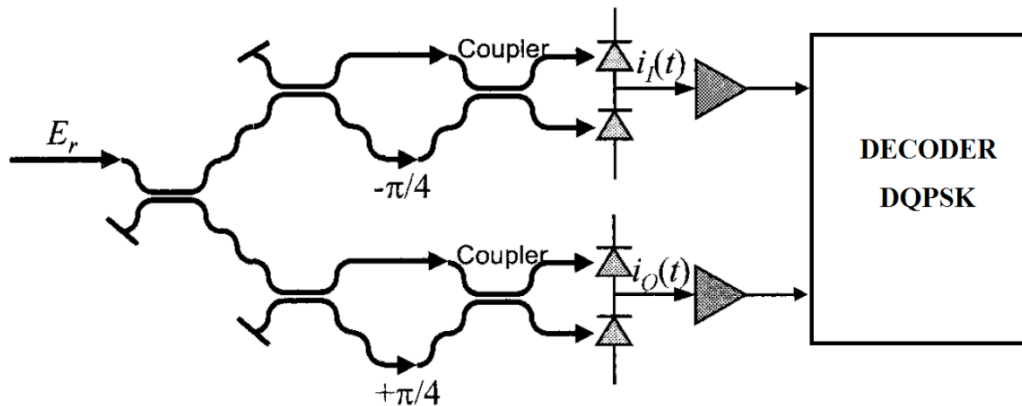


Figura 3.15: Detección directa de señales DQPSK [Keang-Po Ho, 2005].

La figura 3.15 muestra la arquitectura de un receptor de detección directa para señales DQPSK. El campo eléctrico recibido (E_r) es dividido a través del primer acoplador (de 180° y 3 dB) en dos caminos diferentes ($\pm E_r/\sqrt{2}$), cada uno de los cuales es dirigido hacia un MZI asimétrico independiente con el objetivo de tratar de las componentes I&Q de la constelación DQPSK por separado. La diferencia de fases entre ambos Mach-Zehnder es de $\pi/2$ radianes. Haciendo el mismo análisis que en el apartado anterior, la diferencia de longitudes físicas entre las ramas de cada interferómetro debe ser:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi &= \omega_c T_{\text{símbolo}} \\ \Delta\phi &= k_0 n_{\text{eff}} \Delta L \end{aligned} \right\} \Rightarrow \Delta L_{\text{MZI}} = \frac{\omega_c T_s}{k_0 n_{\text{eff}}} = \frac{2\pi f_c}{\frac{2\pi}{c} f_c} \cdot \frac{2T_{\text{bit}}}{n_{\text{eff}}} = \frac{2c}{n_{\text{eff}} v_{\text{bit}}} \quad [3.27]$$

Para 100 Gb/s y un índice de refracción típico de 1.47, la diferencia de longitudes entre los brazos de cada Mach-Zehnder será el doble que en el caso DPSK+DD, 4.08 mm. Al trabajar con modulaciones multinivel se debe inducir un retardo óptico de un periodo de símbolo, que en el caso DQPSK coincide con dos periodos de bit.

Siendo la señal recibida $E_r(t) = Ae^{j\phi_s(t)} + n(t)$ y asumiendo los tres acopladores de 180° y 3dB ideales, sin pérdidas de exceso en los interferómetros y fotodiodos de idéntica responsividad; las corrientes obtenidas a la salida de la figura 3.15 serán:

$$\begin{aligned} i_I(t) &= \frac{A^2}{2} \cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - T_s) + \pi/4] + \text{ruido} \\ i_Q(t) &= \frac{A^2}{2} \cos[\phi_s(t) - \phi_s(t - T_s) - \pi/4] + \text{ruido} \end{aligned} \quad [3.28]$$

Despreciando una vez más los términos de ruido, para cada posible transición de fase en la señal DQPSK las fotocorrientes anteriores tomarán los siguientes valores:

$\Delta\phi_s$ (deg)	$i_I(t)$	$i_Q(t)$
0°	$+\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$	$+\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$
90°	$-\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$	$+\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$
180°	$-\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$
-90°	$+\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{A^2}{2\sqrt{2}}$

Tabla 3.5: Transiciones de fase en DQPSK y valores inducidos en las fotocorrientes I&Q.

Estos valores deberán ser muestreados en el decodificador DQPSK (figura 3.8) a mitad del intervalo de símbolo para minimizar la probabilidad de error. Bajo estas condiciones, la probabilidad de error obtenida con detección directa considerando únicamente limitación por ruido de amplificación será:

$$BER \approx \text{erfc} \left[\frac{\sqrt{snr}}{2} \right] \quad [3.29]$$

Para una probabilidad de error de 10^{-12} , la modulación DQPSK+DD requiere aproximadamente una SNR de unos 18,5 dB. Esto supone 1,5 dB más de SNR que en el receptor asíncrono y 2 dB más que en el receptor síncrono. Al igual que en DPSK, dicha sensibilidad variará en función del ciclo de trabajo de la portadora óptica (*véase el capítulo 5*).

En caso de trabajar con señales multinivel de fase diferencial M-DPSK ($M \geq 8$), cabe la posibilidad de poder emplear también detección diferencial interferométrica para su demodulación. El esquema sería el mismo que el de la figura 3.15, aunque habría que reajustar el diseño de los dos MZI empleados para conseguir un retardo acorde con el periodo de símbolo que se maneje en cada caso ($T_s = \log_2 M \cdot T_{bit}$). Una vez detectada la fase diferencial de la señal óptica $\Delta\phi_n = \phi_n(t) - \phi_n(t - T_s)$ la probabilidad de error vista sería:

$$BER \approx \frac{2}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{snr}{2}} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad [3.30]$$

Podemos encontrar diversos trabajos para velocidades superiores a 40 Gb/s donde se ha propuesto el empleo de 8-DPSK+DD [Ohm, M., 2004], pero tanto las modulaciones DQPSK+DD a 100 Gb/s como las modulaciones M-QAM con detección coherente para velocidades superiores, han desbancado su uso al conseguir mayores distancias de propagación.

7. RECEPTORES DE DIVERSIDAD DE POLARIZACIÓN

Los esquemas de recepción coherente vistos hasta ahora requieren de un bloque APC que controle la polarización de la señal recibida y alinee la polarización del láser LO con la misma. Un receptor de diversidad de polarización es un tipo de receptor óptico coherente, homodino o heterodino, que prescinde del control automático de polarización sobre la señal recibida (ausencia del bloque APC).

La consecuencia inmediata de no alinear la polarización de la señal recibida con el oscilador láser local es la aparición en banda base de una fase aleatoria sobre la señal obtenida de la mezcla de ambas. Para recuperar la información con garantías, los receptores de diversidad de polarización recurren a una arquitectura en cuadratura (con ausencia del dispositivo APC) junto con técnicas de combinación eléctrica de las componentes I&Q fotogeneradas. Entre las páginas 100-105 de la referencia “*Keang-Po Ho, 2005*” se analizan detalladamente este tipo de receptores y las técnicas de combinación de señal empleadas en ellos.

El rendimiento de un receptor de diversidad en polarización depende de la técnica de combinación usada. Recurriendo a la combinación de “*ratio máximo*” veremos un rendimiento muy parecido al de un receptor asíncrono, mientras que con la combinación “*cuadrada*” el rendimiento se equiparará más a la detección diferencial interferométrica de DQPSK.

Los receptores de diversidad de polarización han sido considerados para los sistemas de 100 Gb/s que hacen uso del formato DQPSK. Pero a pesar de todo, se han visto desplazados a raíz de la popularidad conseguida por los receptores de detección diferencial interferométrica del apartado anterior.

8. RESUMEN Y COMPARACIÓN DE RECEPTORES ÓPTICOS

Durante todo el capítulo se han presentado y estudiado en profundidad los diferentes receptores enfocados a las comunicaciones ópticas de banda ancha. Comenzamos estudiando los sistemas clásicos IMDD y asentamos los conceptos teóricos de la detección coherente, mostrando cuáles eran sus estructuras básicas: el single-branch, el receptor balanceado y el receptor en cuadratura. La gran ventaja de estas dos últimas estructuras sobre el single-branch radicaba en una mayor inmunidad frente al ruido RIN del láser LO.

Tras esta primera parte, meramente introductoria, el capítulo se centró en la recepción coherente contemplando todas las posibilidades de diseño que nos ofrecían este tipo de receptores: los receptores síncronos (basados en la recuperación de la portadora óptica), los asíncronos (sin recuperación de la portadora) y el receptor con diversidad de polarización (ausencia del control de polarización sobre la señal recibida).

Finalmente, se ha estudiado cómo la detección directa también es posible aplicarla sobre las señales DPSK y DQPSK, trasladando las operaciones de retardo y mezclado eléctrico del receptor coherente asíncrono al dominio óptico mediante un interferómetro Mach-Zehnder. El gran rendimiento obtenido con la detección interferométrica para DQPSK a 100 Gb/s, ha hecho que los sistemas DQPSK+DD hayan adquirido gran popularidad para su comercialización.

En términos puros de sensibilidad, los receptores coherentes síncronos homodinos son la mejor opción. Los asíncronos tienen una sensibilidad un poquito inferior, con una penalización en la SNR que oscila en torno a 0,4 y 0,5 dB para las constelaciones menos densas. La detección directa es la que peor sensibilidad ofrece con una diferencia entre 1 y 2 dB respecto del caso síncrono, dependiendo del formato de modulación.

Debido al peso que tienen las señales de fase en cuadratura en nuestro proyecto, cerraremos el capítulo comparando las sensibilidades de los diferentes receptores para (D)QPSK (con pulsos NRZ en la portadora óptica).

Tipo de Receptor	SNR _{req} (dB) ($BER_{ref}=10^{-12}$)	Comentarios
Receptor coherente síncrono (homodino y heterodino)	16.6	QSPK y DQPSK Figura 3.7
Receptor coherente asíncrono basado en detección diferencial (heterodino)	17.0	Solo DQPSK Figura 3.11 ($\omega_{LO} \neq \omega_r$)
Receptor coherente asíncrono con diversidad de fase (homodino)	17.0	Solo DQPSK Figura 3.11 ($\omega_{LO} = \omega_r$)
Receptor coherente con diversidad de polarización (combinación ratio máximo)	17.2	QSPK y DQPSK [Keang-Po Ho, 2005]
Detección directa (MZI)	18.5	Solo DQPSK Figura 3.15

Tabla 3.6: Sensibilidades obtenidas para NRZ-(D)QPSK con los diferentes tipos de receptores vistos en el capítulo ($BER_{ref} = 10^{-12}$).

CAPÍTULO 4

PRINCIPALES FACTORES DE DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL ÓPTICA A 100 Gb/s Y ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS FORMATOS DE MODULACIÓN (IM vs PM)

Las redes de comunicaciones ópticas se han convertido en la solución tecnológica más atractiva para dar respuesta a la elevada demanda de tráfico de internet, que experimenta un crecimiento exponencial año tras año. El deseo de explotar el ancho de banda proporcionado por la fibra óptica a un bajo coste económico ha impulsado la búsqueda de nuevas posibilidades en las redes WDM, entre las que destacan el desarrollo de nuevos formatos de modulación digital, la detección coherente de la señal, el uso de etapas FEC de alta ganancia... De entre todas estas propuestas, los formatos de modulación óptica avanzada se han convertido en la llave de diseño para las futuras comunicaciones ópticas de banda ancha. Las modulaciones digitales surgidas dentro de este contexto ya fueron estudiadas durante el capítulo 2 de la memoria.

Por otro lado, las actuales redes WDM permiten que las señales ópticas se propaguen por la fibra sobre largas distancias sin regeneración óptica-eléctrica-óptica de la señal, ya que limitaría el ancho de banda del sistema. De hecho, la gran ventaja de estas redes es la elevada distancia de propagación que se puede alcanzar sin tener que regenerar la señal, gracias a la baja atenuación de la fibra y a los amplificadores ópticos que recuperan la potencia perdida en los vanos de amplificación.

En la figura 4.1 se puede apreciar la arquitectura típica de una red WDM de banda ancha. Está conformada por N canales ópticos independientes multiplexados en longitud de onda en la etapa de transmisión. Además de multiplexar las señales en el espectro, el MUX se encarga de filtrar paso banda cada canal (limitando su extenso ancho de banda) para evitar la diafonía intracanal. La red está constituida por una serie de vanos de amplificación y dispositivos ópticos tales como: ROADMs, AOs, routers en λ ... Estos distorsionan y degradan las señales de camino

hacia los receptores. Consecuentemente, cada una de las N señales ópticas deberá enfrentarse a diversas perturbaciones que irán degradando su OSNR: atenuación de potencia, distorsión por filtrado óptico, dispersión cromática, dispersión por polarización modal, acumulación de ruido ASE, efectos no lineales, etc.

Tras propagarse por el enlace óptico los canales WDM son separados por un demultiplexor y tratados por sus correspondientes receptores. El DEMUX de nuevo actúa como un filtro paso banda eliminando la diafonía de canales adyacentes y filtrando el ruido ASE acumulado en el espectro durante la propagación.

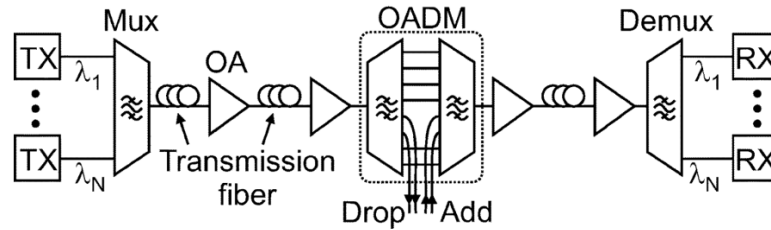


Figura 4.1: Configuración típica de una red óptica WDM constituida con N canales ópticos. Cada canal es combinado y separado por un MUX/DEMUX. La red es multivano, conformada por una cadena de amplificadores ópticos. A mitad del enlace aparece un add-drop para acceder a los canales [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2006].

Es dentro de este panorama donde podemos explotar las ventajas que nos aportan los nuevos formatos de modulación óptica avanzada. Si se han erguido como la llave de diseño para conseguir transmisiones de banda ancha en este tipo de redes, debemos exigirles que sean robustos frente a las perturbaciones citadas. Por este motivo, a dichos formatos se les va a exigir una serie de requisitos mínimos:

- Buena sensibilidad en recepción
- Resistencia al ruido ASE acumulado y a la diafonía
- Tolerancia a la dispersión cromática y a la dispersión por modos de polarización
- Robustez frente a la distorsión por filtrado óptico
- Tolerancia a los efectos no lineales de la fibra
- Eficiencia espectral no inferior de 1 b/s/Hz

A causa de este último requisito las modulaciones de frecuencia quedan descartadas, por lo que el objetivo principal de este capítulo será comparar el rendimiento de las modulaciones de intensidad frente a las modulaciones de fase a 100 Gb/s. Se irán presentando con una breve introducción teórica las diferentes perturbaciones que limitan la propagación de las señales por la fibra y se realizará un análisis de la tolerancia de cada formato a la perturbación bajo estudio mediante simulaciones por ordenador. La herramienta utilizada para estas simulaciones es el programa OptiSystem versión 10, desarrollado por la empresa canadiense Optiwave.

Al final del capítulo el lector deberá ser capaz de comprender por qué en transmisiones ópticas a 100 Gb/s los formatos de fase son los que mejores prestaciones ofrecen, dejando de lado a los formatos de intensidad que tan buenas características habían mostrado hasta los 40 Gb/s. En el capítulo siguiente, nos centraremos en un estudio más exhaustivo de las diversas perturbaciones que afectan a las señales de fase modulada, siempre en el estándar de los 100 GbE.

1. FORMATOS AVANZADOS DE MODULACIÓN ÓPTICA: INTENSIDAD MODULADA VS FASE MODULADA

En las siguientes secciones se analizará el rendimiento de los formatos IM y PM más representativos en presencia de las principales limitaciones a la propagación por la fibra a velocidades de 100 Gb/s. Cada una de las limitaciones conllevará una penalización adicional sobre la OSNR de la señal. El rendimiento global de cada formato debe tener en cuenta todas estas limitaciones en conjunto, y no de forma aislada como se realiza durante el estudio de cada perturbación. Posteriormente, antes de cerrar el capítulo se medirá el rendimiento de cada modulación con todas las limitaciones interactuando entre sí.

No podemos realizar un estudio exhaustivo de todos los formatos de intensidad y de fase existentes, por lo que se ha optado por escoger los más representativos de cada grupo y que a su vez hayan adquirido un papel destacado en las comunicaciones ópticas de banda ancha. Los formatos finalmente analizados serán los siguientes:

Modulaciones de Intensidad	Modulaciones de Fase
NRZ	NRZ-(D)PSK
50% RZ	50% RZ-(D)PSK
CSRZ	NRZ-(D)QPSK
CRZ	50% RZ-(D)QPSK
DB-PSBT	--

Tabla 4.1: Formatos de modulación analizados.

2. ATENUACIÓN Y RUIDO ASE: SENSIBILIDAD EN RECEPCIÓN

La sensibilidad de un receptor óptico se define como la potencia óptica mínima de señal que debe recibir para cumplir con una determinada probabilidad de error de bit. Dicho parámetro no depende solo del tipo de receptor empleado, sino que también influye el formato de modulación usado en el sistema, como ya pudimos comprobar en el capítulo anterior. Así, para un mismo tipo de receptor se observarán diferentes sensibilidades entre los formatos de la tabla 4.1.

En este apartado se compararán las **sensibilidades ofrecidas por cada formato** realizando el análisis para receptores de **detección directa**, con el objetivo de simplificar las pruebas de simulación. Como no se hace uso de la detección coherente, los formatos de fase analizados serán los de fase diferencial, DPSK y DQPSK, sobre los que sí se pueden emplear la detección directa (interferométrica). A efectos de forma de onda y espectro DPSK y DQPSK se pueden considerar idénticas a las modulaciones PSK y QPSK respectivamente.

2.1 TEORÍA

La potencia mínima de señal que debe llegar al receptor de cualquier canal de comunicaciones es un parámetro de diseño fundamental que debemos conocer. La potencia óptica recibida nunca será la misma que la que lance a la fibra el transmisor. La fibra óptica, aunque baja, muestra una cierta atenuación causante de que se vaya perdiendo potencia de forma paulatina con la

distancia de propagación. Los mecanismos esenciales de pérdidas de potencia que surgen en el caso de una radiación que se desplaza a través de una fibra óptica son principalmente los derivados de la absorción, del esparcimiento o scattering y de la potencia radiada hacia el exterior [Pereda, J.A., 2004].

Dependiendo de la ventana de transmisión en la que se trabaje, el coeficiente de atenuación visto en la fibra es diferente. En términos generales (pues depende del tipo de fibra) la atenuación vista en primera ventana (820 nm) oscila en torno a 2-3 dB/km como consecuencia de la cola de absorción ultravioleta y el Scattering de Rayleigh. La segunda ventana (1310 nm) muestra una atenuación de 0.5-1 dB/km de nuevo a raíz del Scattering de Rayleigh y del pico de absorción de iones OH^- . La tercera ventana (1550 nm) es la ventana de mínima atenuación con un coeficiente de pérdidas de 0.2-0.3 dB/km. Las causas principales de pérdidas en este rango del espectro son la absorción IR y otra vez el Scattering de Rayleigh presente en todo el espectro. En la figura adjunta se puede apreciar la variación del coeficiente de pérdidas con la longitud de onda y los fenómenos citados causantes de dichas pérdidas.

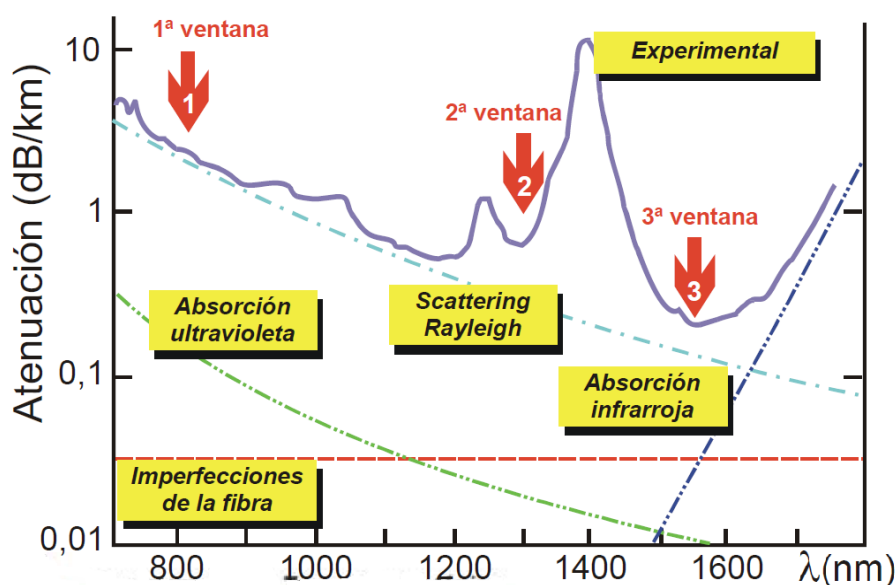


Figura 4.2: Coeficiente de atenuación típico de la fibra óptica de silicio [TFB, 2011].

Tras una substancial distancia de propagación, la potencia de la señal habrá caído por debajo del umbral de detección del receptor, por lo que será necesaria la amplificación óptica de la misma. Es aquí donde entran en juego los amplificadores ópticos, espaciados de forma periódica por el enlace, conformando diversos vanos de amplificación que oscilan entre los 80-100 km en sistemas terrestres y entre los 40-60 km en sistemas submarinos.

Las propuestas de amplificación óptica existentes desde inicio de las comunicaciones ópticas abarcan desde el uso de estructuras semiconductoras, análogas a las empleadas en los láseres de semiconductor (SOA-Semiconductor Optical Amplifier), a fibras dopadas con elementos como el Erblio que puedan trabajar como materiales láser (EDFA-Erbium Doped Fiber Amplifier). El uso de fenómenos no lineales, como el efecto Raman, se han desarrollado también como solución posible [Taylor, N. and Grochocinski, J., 2002]. Todas estas tecnologías de amplificación óptica (excepto en Raman) tienen su fundamento físico en generar una inversión de poblaciones en los electrones de sus estructuras, de manera que los fotones de la señal

entrante induzcan la caída de dichos electrones a niveles inferiores, favoreciendo con ello la emisión estimulada de nuevos fotones coherentes en frecuencia, fase, dirección y polarización con los fotones de entrada. Se habrá conseguido pues amplificar la señal óptica propagada.

Independientemente de la tecnología de los AO's distribuidos por el enlace, y en contraste con la mayoría de amplificadores de RF, estos no distorsionan la señal óptica al exhibir un espectro de ganancia plana sobre la banda de un único canal, incluso si este supera los 100 Gb/s. En transmisiones WDM, donde la banda amplificada es más extensa, no se puede considerar la ganancia de los AO's plana, problema que se soluciona fácilmente ecualizando los diferentes canales WDM amplificados. El principal impacto de la amplificación óptica en transmisiones de banda ancha (monocanal o WDM) vendrá de la generación de ruido ASE.

El ruido ASE, como su propio nombre indica "*Amplified Spontaneous Emission*", proviene de la amplificación de la radiación espontánea generada en el interior del amplificador. El AO no solo va a amplificar la señal de entrada sino que, al mismo tiempo, algunos electrones caerán a niveles inferiores emitiendo fotones en emisiones espontánea, que también serán amplificados constituyendo el citado ruido ASE. Y dado que puede originarse por transiciones de todos los posibles niveles finos del nivel excitado hacia todos los posibles niveles finos del nivel fundamental, su espectro será mucho más ancho que el de la señal amplificada (figura 4.3). De hecho el espectro del ruido ASE se puede considerar constante en el ancho de banda de la señal (ruido blanco). Sin embargo, la distribución estadística del ruido ASE no tiene por qué ser gaussiana, pudiendo modificarse durante la propagación por el enlace debido al carácter no lineal de la fibra óptica.

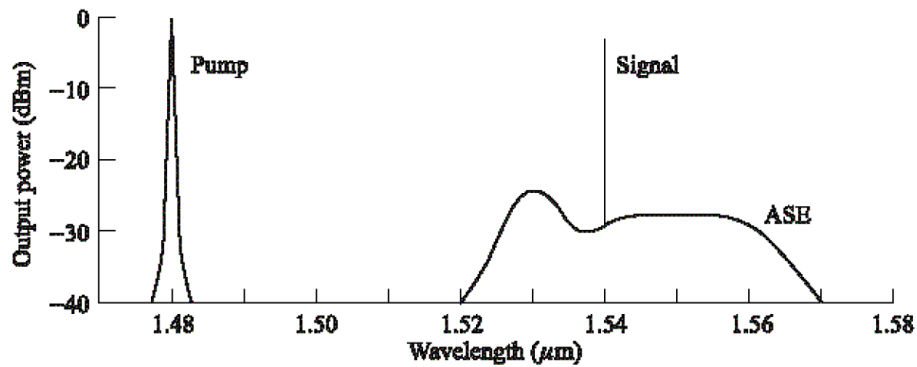


Figura 4.3: Espectro típico de un EDFA. A la izquierda aparece la potencia de bombeo para generar la inversión de poblaciones en los átomos de Erblio y a la derecha el espectro del ruido ASE y la señal amplificada [Muriel, M.A., 2009].

En una red con varios vanos de amplificación el espectro de ruido ASE también se amplificará. Y aunque en la red multivano se trabaje en transparencia (potencia óptica de la señal constante entre vanos), la OSNR se irá degradando vano tras vano debido a la acumulación progresiva del ruido ASE (figura 4.4). En el receptor se convertirá la señal óptica en eléctrica, la cual llevará incrustado el ruido ASE acumulado por el enlace. La señal eléctrica obtenida será proporcional a:

$$s(t) \propto |E(t) + N_{ASE}(t)|^2 = |E(t)|^2 + |N_{ASE}(t)|^2 + 2 \cdot \text{Re}\{E(t) \cdot N_{ASE}^*(t)\} \quad [4.1]$$

El primer término de la Ec. (4.1) contiene la información de datos, mientras el segundo y tercer término representan respectivamente el batido ASE-ASE y señal-ASE, siendo este último

dependiente de la propia señal de datos. En una red óptica de banda ancha de media-larga distancia, con una serie de AO's distribuidos por la red, los dos últimos términos de ruido de la Ec.(4.1) predominarán sobre el ruido shot y térmico del receptor óptico, por lo que el sistema estará limitado por ruido de amplificación.

De manera que si nuestro objetivo es estudiar la sensibilidad de un sistema limitado por ruido ASE en función del formato de modulación empleado, debemos caracterizar la OSNR requerida a la entrada del receptor óptico que cumpla con una determinada probabilidad de error de bit preestablecida. En el apartado contiguo se recogen los resultados de las simulaciones por ordenador realizadas.

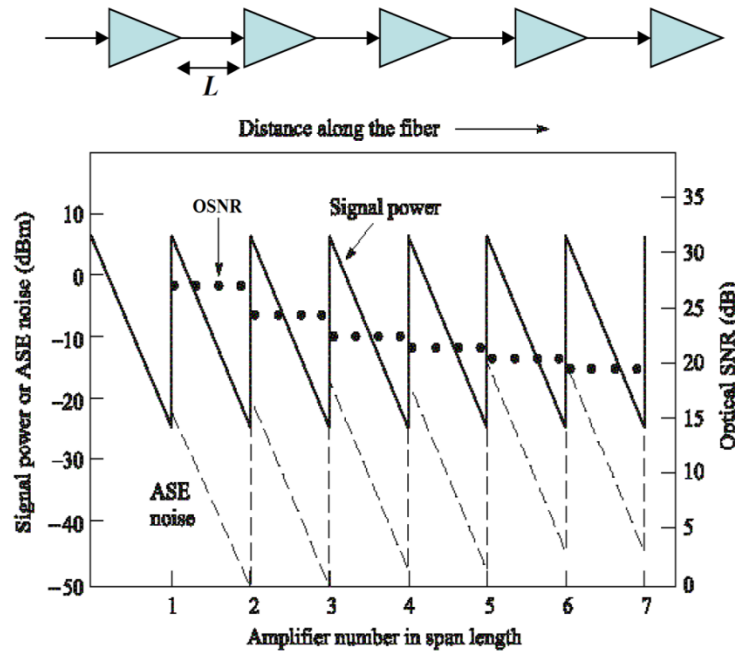


Figura 4.4: Degradación de la OSNR en una red multivano con diseño en transparencia de los AO's [Muriel, M.A., 2009].

2.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se mide la sensibilidad obtenida con cada formato para un receptor de detección directa. Para ello se calculará la relación señal a ruido óptica requerida ($OSNR_{req}$) para cumplir con un BER de 10^{-3} y de 10^{-12} . En el primer caso la tasa de bit será de 107 Gb/s aplicando una etapa de corrección de errores a posteriori FEC del 7%, valor típico en redes de fibra óptica; mientras que en el segundo caso no se considerará redundancia del código por FEC (0%) por lo que la tasa de bit será pues de 100 Gb/s.

Se realiza la simulación en un esquema monocanal “back-to-back”, conectando directamente el transmisor con el receptor sin filtros ni fibra óptica de por medio. No obstante, el modelo del receptor, para que sea considerado completo, debe contemplar en su estructura un EDFA en configuración de preamplificador y un filtro paso banda que filtre el ruido del canal. El filtro es Gaussiano de 2º orden de 160 GHz de ancho de banda, acorde a las especificaciones de la ITU para sistemas DWDM con una separación entre canales de 200 GHz [ITU-T Rec. G.694.1, 2012].

El ancho del lóbulo principal en el espectro de un formato binario de 100 Gb/s mide aproximadamente 200 GHz, de manera que en un sistema DWDM la separación entre canales que tengan una EE de 1 b/s/Hz debe ser como mínimo de 200 GHz. Consecuentemente, aunque no estemos simulando un sistema DWDM sino monocanal, el filtro del receptor debe cumplir con las recomendaciones de la ITU para este tipo de sistemas.

La razón por la que es preferible realizar la medida de la sensibilidad con un esquema monocanal se debe a la precisión así obtenida en la medida. La sensibilidad depende únicamente del tipo de receptor y de la forma de onda y espectro de la modulación. Con un sistema DWDM podrían darse problemas de diafonía que falseasen los resultados de las medidas.

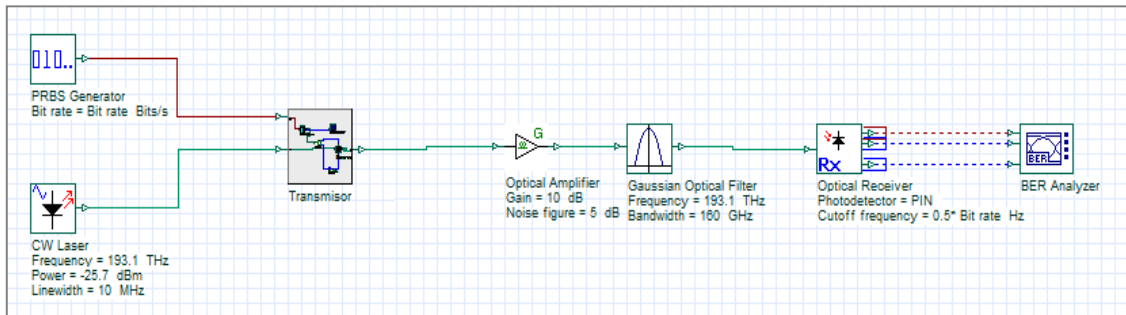


Figura 4.5: Esquema monocanal “back-to-back” para la medida de la sensibilidad de los formatos.

Los parámetros empleados en la simulación son mostrados en la tabla 4.2. La frecuencia escogida se corresponde con la frecuencia Krypton [Abellán, D.P. *et al.*, 2006], designada por la ITU-T para la planificación de frecuencias en sistemas DWDM [ITU-T Rec. G.694.1, 2012]. Otro parámetro que se debe resaltar es la relación de extinción de los MZM. Un buen diseño en un modulador Mach-Zehnder obliga a una relación de extinción en el mismo superior a 20 dB (ver anexo 1). Dejando configurado el valor que viene por defecto, 30 dB, se conseguirá asegurar así una buena estabilidad en la señal generada.

Parámetro	Valor
Frecuencia del láser CW	193,1 THz
Ancho de línea del láser CW	10 MHz
Relación de extinción de los MZM	30 dB
Figura de ruido del EDFA	5 dB
Corriente de oscuridad de los diodos PIN	10 nA
Responsividad de los diodos PIN	0,9 A/W
Ruido térmico del receptor	1×10^{-22} W/Hz
Filtro eléctrico paso bajo tras detección	Bessel de 4º orden
Frecuencia de corte	0,75 x bit rate
Longitud de la secuencia de datos del PRBS	1024 bits
Frecuencia de muestreo	64 muestras/bit

Tabla 4.2: Parámetros generales de las simulaciones con el OptiSystem.

La forma de calcular la OSNR requerida para cumplir con una determinada probabilidad de error de bit en el receptor consiste en variar la potencia del láser CW en transmisión hasta conseguir en el “BER Analyzer” el valor buscado. Una vez que se conozca la potencia del láser CW que genera un BER de 10^{-3} o 10^{-12} se podrá leer el valor de la “SNR per bit” de la señal en el receptor. Sabiendo la $SNR_{\text{per-bit}}$ requerida asociada a esa probabilidad de error se conocerá

automáticamente su OSNR equivalente. La relación señal-a-ruido óptica se define por convenio como el ratio entre la potencia media de la señal óptica (en ambas polarizaciones para sistemas multiplexados en polarización) y la potencia de ruido ASE integrada ésta en un ancho de banda óptico de referencia BW_{ref} (típicamente de 12,5 GHz). La expresión que liga la OSNR con la $SNR_{per-bit}$ es la Ec.(4.2), siendo R_s la tasa de símbolo de la señal en Gigabaudios:

$$OSNR (dB) = 10 \log \left(\frac{R_s}{2 \cdot BW_{ref}} \right) + SNR_{bit} (dB) = 10 \log \left(\frac{R_s}{2 \cdot 12,5 \text{ GHz}} \right) + SNR_{bit} (dB) \quad [4.2]$$

Esta definición de la OSNR no tiene ningún significado físico al emplear un ancho de banda diferente para medir la potencia de la señal y la potencia de ruido. Con el fin de poder representar de forma objetiva la diferencia de potencias entre ambas se ha medido la OSNR integrando el ruido en el mismo ancho de banda que las señales ($BW_{ref} = 2 \cdot R_s$). Las sensibilidades finalmente obtenidas quedan recogidas en la tabla 4.3.

Formato de Modulación	OSNR _{req} ($BER_{ref}=10^{-3}$ FEC=7%) 107 Gb/s	OSNR _{req} ($BER_{ref}=10^{-12}$ FEC=0%) 100 Gb/s
NRZ+DD	18,7 dB	25,0 dB
50% RZ+DD	15,7 dB	23,5 dB
CSRZ+DD	16,7 dB	23,7 dB
CRZ+DD	16,1 dB	22,6 dB
DB-PSBT+DD	19,9 dB	26,5 dB
NRZ-DPSK+DD	14,8 dB	21,0 dB
50% RZ-DPSK+DD	13,9 dB	20,3 dB
NRZ-DQPSK+DD	15,1 dB	21,5 dB
50% RZ-DQPSK+DD	14,4 dB	20,8 dB

Tabla 4.3: Comparación de OSNR requerida en detección directa.

En líneas generales, las modulaciones de fase requieren una menor OSNR que las modulaciones de intensidad. Incluso en una modulación de fase multinivel como la NRZ-DQPSK se necesita 3.6 dB menos de OSNR que en NRZ-OOK, siendo este último un formato binario con una constelación menos densa. En segundo lugar, tanto en las modulaciones IM como PM, los formatos con portadora RZ ofrecen una sensibilidad mejor que las versiones NRZ. Así ocurre por ejemplo en los casos NRZ-OOK vs 50% RZ-OOK o NRZ-DPSK vs 50% RZ-DPSK.

Dentro de las modulaciones de intensidad, el formato que aporta una mayor sensibilidad es el 50% RZ con 15,7 dB. El resto requiere una OSNR superior. Especialmente destacable es la diferencia con el formato DB, con una penalización entre 1-4 dB comparado con el resto de formatos IM. Esta penalización se debe a la forma en V que muestra su diagrama de ojo, lo que conlleva un rendimiento peor en la detección de los bits “0” (menor relación de extinción). La compresión espectral que se realiza en transmisión sobre esta señal tiene como inconveniente que disminuye su sensibilidad, aunque como se verá posteriormente implicará una mayor tolerancia a la dispersión cromática.

Si nos centramos en las modulaciones de fase observaremos una reducción considerable en la OSNR_{req} , especialmente en el formato binario DPSK. La ganancia aportada por el detector balanceado frente a la detección directa OOK con un single-branch se plasma en 2-3 dB de diferencia. Dependiendo de la forma de onda y de los filtros eléctricos empleados, la ganancia en DPSK puede exceder los 3 dB, como es el caso de NRZ-OOK frente a NRZ-DPSK. De todas las modulaciones ópticas enfocadas a transmisiones de multigigabit/s, el formato más sensible conocido a día de hoy es el RZ-DPSK.

Los formatos DQPSK, al ser modulaciones multinivel requieren una mayor OSNR en recepción, como era de esperar. No obstante, su sensibilidad sigue siendo mejor que la obtenida con los formatos de intensidad. En relación con DPSK, las modulaciones de fase en cuadratura solo requieren 0.5 dB más de OSNR. Dejando de lado los aspectos de complejidad del TX/RX, los formatos DQPSK+DD y QPSK+CD se convierten en un atractivo candidato para las redes ópticas de banda ancha al tratarse de modulaciones multinivel con un excelente equilibrio entre sensibilidad y eficiencia espectral (2 b/s/Hz).

Con detección coherente síncrona la OSNR requerida baja entre 1-2 dB en todas las modulaciones anteriores. La diferencia de sensibilidades entre IM y PM se mantiene prácticamente constante. El estudio de la sensibilidad aportada por la detección coherente queda pendiente para el capítulo siguiente, centrado exclusivamente en el análisis de los formatos (D)QPSK.

3. DIAFONÍA Y TOLERANCIA AL FILTRADO ÓPTICO

En este apartado se analiza la tolerancia a la diafonía y a la distorsión en la forma de onda por filtrado óptico de los diferentes formatos IM y PM de la tabla 4.1. Al igual que en el estudio de la sensibilidad, se comenzará con una breve introducción teórica para asentar los fundamentos básicos de ambas perturbaciones y posteriormente se formalizará su estudio mediante pruebas simuladas por ordenador.

3.1 TEORÍA

Uno de los grandes inconvenientes de los formatos de modulación en transmisiones de ultrabanda ancha es la anchura espectral que presentan. Además del lóbulo principal cuentan con una infinidad de lóbulos secundarios que se extienden a lo largo de decenas de GHz por el espectro óptico. Esto que hace años no suponía un problema en las primeras redes WDM, con una elevada separación entre canales (20 nm en CWDM), ahora sí que es una limitación importante debido a que la eficiencia espectral de los actuales sistemas WDM (DWDM) ha aumentado considerablemente. Por un lado la separación entre canales se ha reducido a menos de 200 GHz, mientras que por otro lado la tasa de bit por canal ha aumentado por encima de los 10 Gb/s, predominando el espectro de la modulación frente al de la fuente de luz.

Si queremos evitar el solapamiento entre canales estamos obligados a filtrarlos para limitar su espectro, lo que resolvería el problema del extenso ancho de banda de los mismos. Sin embargo, cuando la separación entre canales es inferior a 200 GHz en redes DWDM de alta velocidad, aparecen principalmente dos limitaciones: la diafonía (intercanal e intracanal) y la distorsión en la forma de onda por filtrado óptico estrecho.

Problemas de Diafonía

En telecomunicaciones se dice que entre dos canales existe diafonía cuando parte de la señal presente en uno de ellos, considerado perturbador, aparece en el otro, considerado perturbado. El coeficiente de diafonía de un canal óptico viene determinado por la relación de potencias entre la señal deseada y señal o señales no deseadas (señales interferentes). Las señales no deseadas pueden caer cerca de la banda de nuestra señal (diafonía intercanal o lineal), procedente de canales WDM adyacentes debido a un insuficiente filtrado de los demultiplexores; o bien pueden aparecer en la misma banda de la señal deseada (diafonía intracanal u homodina, denominada bajo las siglas MPI-*Multipath Interference*) a raíz de diferentes motivos.

En detección coherente, la diafonía intercanal se puede eliminar mediante un filtro eléctrico adecuado (paso bajo para receptores homodinos o paso banda para receptores heterodinos). En detección directa la diafonía intercanal normalmente degrada la señal. Pero independientemente del tipo de detección empleada, la opción más viable para evitar una penalización adicional por diafonía lineal es ajustar el ancho de banda de los filtros del mux/demux a un valor óptimo, de manera que elimine el solapamiento espectral entre canales.

La diafonía intracanal u homodina aparece muy cerca o en la misma longitud de onda de nuestra señal. Puede surgir debido a diferentes causas: por fallos en las matrices de conmutación de los OXC, problemas de bloqueo de señal en OADM's, baja relación de aislamiento en circuladores, aisladores, etc. Al tener la misma longitud de onda que nuestra señal, la diafonía en banda es muy difícil de eliminar mediante filtrado y su batido con la señal da lugar a un nuevo tipo de ruido en recepción.

Aunque no se ha hecho el análisis detallado mediante simulaciones por ordenador de la tolerancia a la diafonía de los diferentes formatos estudiados, en general las señales de fase modulada son mucho más tolerantes a la diafonía intercanal e intracanal que las modulaciones de intensidad [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005; Aihan, Y. *et al.*, 2010]. La gráfica 4.6 nos lo muestra claramente para el caso de diafonía intracanal: representa la penalización sufrida en presencia de una interferencia en banda para tres señales diferentes:

- a) Modulación NRZ-OOK con detección coherente síncrona homodina
- b) Modulación DPSK con detección diferencial mediante MZM
- c) Modulación PSK con detección coherente síncrona homodina

La comparación objetiva se puede realizar con los sistemas que comparten el mismo tipo de detección: NRZ+CD frente a PSK+CD. Claramente se puede ver cómo para una misma relación de diafonía la modulación binaria PSK es mucho más tolerante que NRZ-OOK. Incluso el sistema DPSK con detección directa sufre una penalización menor en la SNR que la modulación de intensidad con detección coherente. Por ejemplo, para una diafonía de -15 dB, PSK+CD sufre una penalización de 1.2 dB, DPSK+DD ve una penalización de 1.8 dB y NRZ+CD de 3.3 dB. En esta última su rendimiento cae por encima del 50 %.

Los resultados observados son evidentes. Se ha comentado que la diafonía que no se consigue eliminar mediante filtrado óptico o eléctrico se traduce en un nuevo tipo de ruido en recepción, pero no se ha dicho de qué tipo de ruido se trata. Pues bien, el ruido generado en la señal debido a la diafonía no eliminada es ruido de amplitud. Consecuentemente, los formatos que codifiquen

la información en la intensidad de la portadora óptica serán mucho más vulnerables a este tipo de ruido que las señales que transporten la información en la fase.

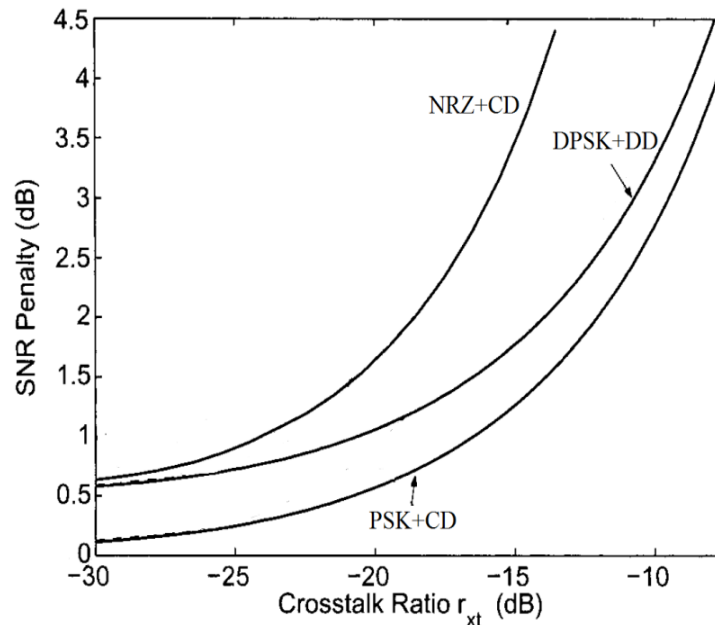


Figura 4.6: Tolerancia a la diafonía intracanal de los formatos NRZ+CD, PSK+CD y DPSK+DD a 100 Gb/s [Winzer, P.J. *et al.*, 2003].

Distorsión por filtrado óptico

La necesidad de tener que filtrar las señales de ultrabanda ancha para poder integrarlas en los actuales sistemas DWDM se puede apreciar en la figura adjunta. En ella, vemos cómo una señal NRZ-(D)QPSK de 100 Gb/s, además del lóbulo principal contiene en su espectro una infinidad de lóbulos secundarios que se extienden a lo largo de decenas de GHz. Evidentemente en redes DWDM con una alta compactación de los diferentes canales ópticos se hace inviable la comunicación si no se introducen filtros que eliminen esos lóbulos secundarios.

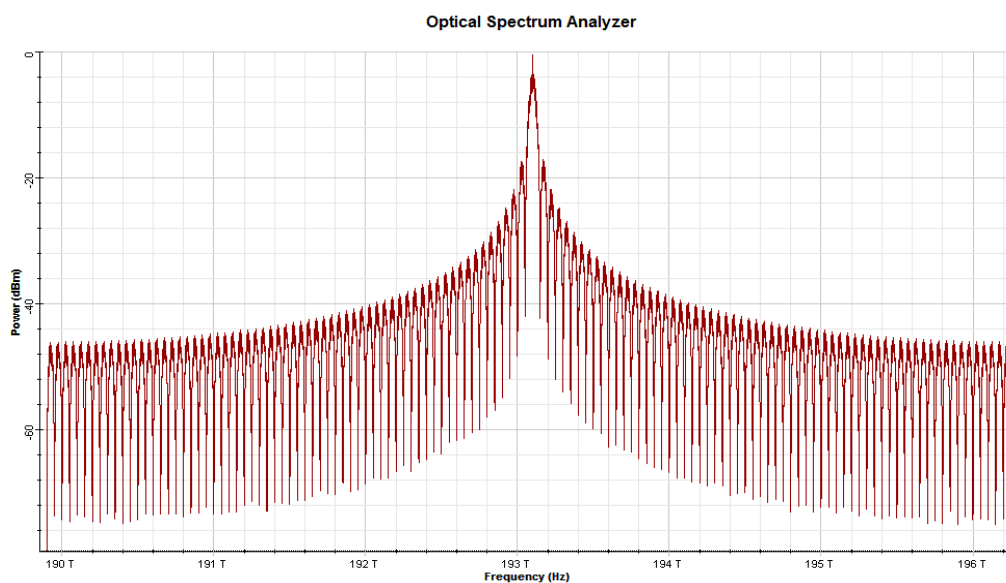


Figura 4.7: Espectro de la modulación NRZ-(D)PSK a 100 Gb/s.

Pero el problema del filtrado aparece en redes DWDM donde la separación entre canales es tan baja que obliga al uso de filtros ópticos con bandas de paso lo más estrechas posibles. Adicionalmente se debe tener en cuenta que en dichas redes se emplean una serie de dispositivos que incorporan filtros en su arquitectura, tales como: OADM's, muxes, demuxes, matrices de conmutación, routers... Todos estos dispositivos conectados entre sí son equivalentes a una cadena de filtros de banda estrecha que terminan por distorsionar la forma de onda de las señales, lo que se traduce en requerir una mayor relación señal a ruido en recepción para cumplir con la correspondiente probabilidad de error de bit fijada por el sistema.

3.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Puesto que los mux, demux, OADM's, routers, etc, son equivalentes desde un punto de vista estructural a una serie de filtros conectados en cascada; para estudiar la tolerancia al filtrado de los diferentes formatos, enlazamos transmisor y receptor con una cadena intermedia de filtros paso banda. Se analizan dos esquemas:

- 10 filtros Gaussianos paso banda de 2º orden conectados en cascada con un ancho de banda de 160 GHz cada uno.
- 5 filtros Gaussianos paso banda de 2º orden conectados en cascada con 85 GHz de ancho de banda.

El primer caso pretende simular una red DWDM de 200 GHz de separación entre canales, lo que equivale a una EE de 0.5 b/s/Hz para velocidades de 100 Gb/s. La banda de paso de 160 GHz de los filtros es el valor especificado por la ITU en estos sistemas [ITU-T Rec. G.694.1, 2012]. La segunda situación representa una separación de 100 GHz (1 b/s/Hz), por eso se emplean filtros con bandas de paso de 85 GHz.

Para cuantificar la distorsión por filtrado se procede a medir la sensibilidad de estos nuevos esquemas para un BER referencia de 10^{-3} (FEC=7%) y posteriormente se comparan los resultados con las sensibilidades medidas en la red de la sección anterior (figura 4.5). Se mantiene en el montaje el preamplificador y el filtro paso banda precediendo al receptor (de detección directa). Los parámetros de simulación son los mismos que aparecen en la tabla 4.2.

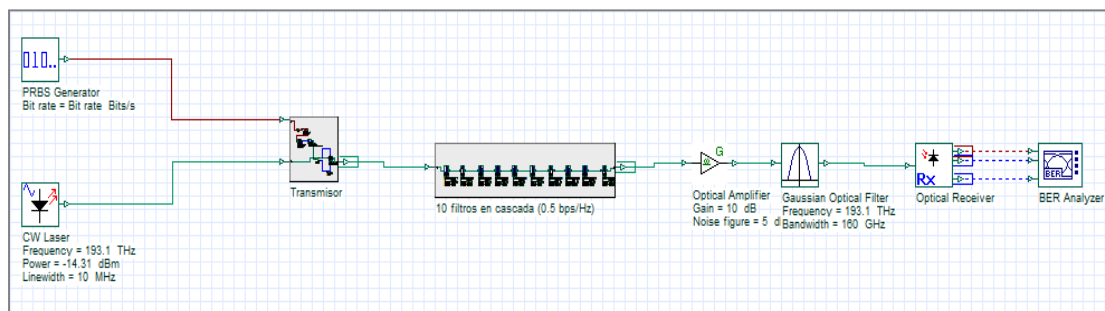


Figura 4.8: Esquema monocanal para la medida de la tolerancia al filtrado. Filtros en cascada.

Se realizan las medidas sobre un único BER de referencia para poder analizar los datos con más claridad. Y como la mayoría de las redes ópticas incorporan etapas FEC, se ha escogido precisamente un BER_{ref} acorde con una etapa FEC del 7%. Una redundancia FEC del 7% permite reducir la probabilidad de error de 10^{-3} hasta valores cercanos a 10^{-16} , por eso la probabilidad de error referencia se establece precisamente en 10^{-3} .

Tras ejecutar el OptiSystem y medir la OSNR requerida para cada formato, se calcula la penalización sufrida respecto a los resultados de la tabla 4.3 (sensibilidad sin la cadena de filtros entre transmisor y receptor). Los números obtenidos son los siguientes:

Formato de Modulación BW_{filtros} = 160 GHz	OSNR_{req} <i>(BER_{ref}=10⁻³ FEC=7%)</i> 107 Gb/s	δ_{OSNR} <i>(Ref: tabla 4.3)</i>
NRZ+DD	21,4 dB	+2,7 dB
50% RZ+DD	20,4 dB	+4,7 dB
CSRZ+DD	19,7 dB	+3,0 dB
CRZ+DD	19,8 dB	+3,7 dB
DB-PSBT+DD	18,8 dB	-1,1 dB
NRZ-DPSK+DD	17,1 dB	+2,3 dB
50% RZ-DPSK+DD	16,3 dB	+2,4 dB
NRZ-DQPSK+DD	13,1 dB	-2,0 dB
50% RZ-DQPSK+DD	13,5 dB	-0,9 dB

Tabla 4.4: Tolerancia al filtrado óptico en redes DWDM de 0.5 b/s/Hz. Red de 10 filtros de 160 GHz conectados en cascada entre transmisor y receptor.

Formato de Modulación BW_{filtros} = 85 GHz	OSNR_{req} <i>(BER_{ref}=10⁻³ FEC=7%)</i> 107 Gb/s	δ_{OSNR} <i>(Ref: tabla 4.3)</i>
NRZ+DD	24,9 dB	+6,2 dB
50% RZ+DD	23,3 dB	+7,6 dB
CSRZ+DD	23,0 dB	+6,3 dB
CRZ+DD	22,5 dB	+6,4 dB
DB-PSBT+DD	25,9 dB	+6,0 dB
NRZ-DPSK+DD	20,6 dB	+5,8 dB
50% RZ-DPSK+DD	19,9 dB	+6,0 dB
NRZ-DQPSK+DD	16,0 dB	+0,9 dB
50% RZ-DQPSK+DD	15,6 dB	+1,2 dB

Tabla 4.5: Tolerancia al filtrado óptico en redes DWDM de 1 b/s/Hz. Red de 5 filtros de 85 GHz conectados en cascada entre transmisor y receptor.

Al realizar las medidas sobre receptores de detección directa, los formatos de fase que se vuelven a analizar son los de fase diferencial DPSK y DQPSK. Como tienen la misma forma de onda y espectro que PSK y QPSK respectivamente, las conclusiones extraídas en los primeros se pueden extrapolar a los de fase no diferencial.

Conclusiones al filtrado de 160 GHz: 0.5 b/s/Hz

Como norma general, los formatos con el ancho de banda más estrecho son los más tolerantes a la distorsión por filtrado óptico. Este es el caso de los formatos multinivel DQPSK y de la modulación DB. De hecho estos formatos mejoran su sensibilidad en presencia del filtrado de 160 GHz. Esto se debe a que los filtros con este ancho de banda no truncan su espectro a 100 Gb/s pero sí reducen la potencia de ruido, mejorándose así la sensibilidad de estas señales.

Las modulaciones de fase en cuadratura tienen la mitad de ancho de banda que los formatos de fase binarios DPSK. A 100 Gb/s el ancho de su lóbulo principal es de 100 GHz, por lo que un filtrado de 160 GHz consigue truncan únicamente el espectro de ruido, no de la señal. Por eso en estas señales se aprecia una mejora en la OSNR. Por otro lado, en el formato DB también se puede ver una clara mejoría en presencia del filtrado de 160 GHz. A pesar de ser un formato binario, su espectro es mucho más estrecho que en el resto de modulaciones binarias gracias a la compresión espectral que se realiza en transmisión. Una de las ventajas de esa compresión espectral se traduce en una mayor tolerancia al filtrado.

La modulación DPSK y los formatos de intensidad modulada (a excepción del formato DB) sufren una considerable penalización en la OSNR. La cadena de filtros entre TX y RX trunca el espectro de estas señales distorsionando su forma de onda. Cuanto mayor sea el ancho de su lóbulo principal mayor será la distorsión sufrida. Por eso en las señales con portadora tipo RZ la penalización es mayor que en las de tipo NRZ. Esto último se puede verificar comparando los formatos NRZ con 50% RZ o NRZ-DPSK con 50% RZ-DPSK. A medida que se reduce el ciclo de trabajo de la portadora óptica el ancho del lóbulo principal aumentará cada vez más (por encima de los 200 GHz), por lo que la tolerancia al filtrado de 160 GHz será cada vez menor.

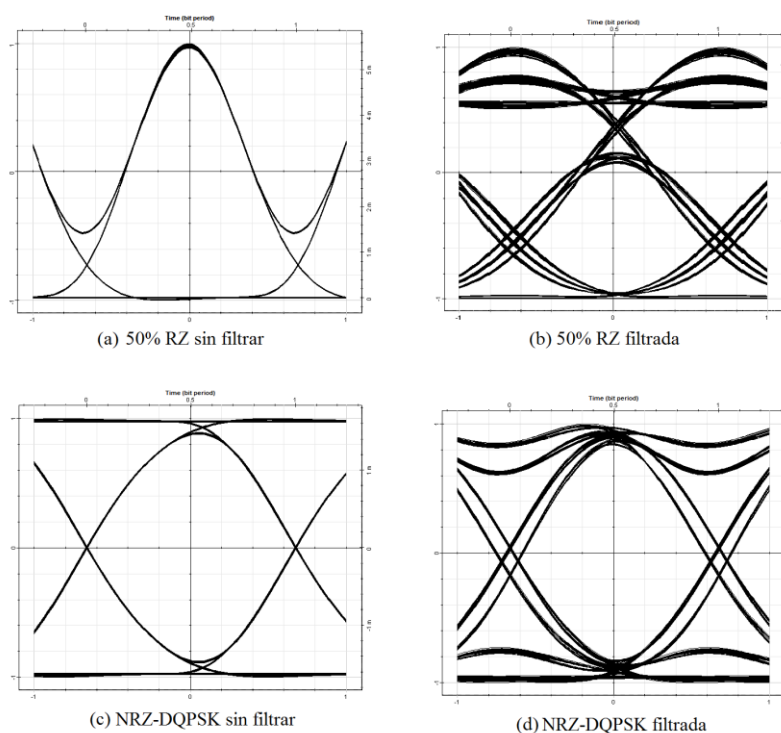


Figura 4.9: Formas de onda distorsionadas por el filtrado óptico de 160 GHz.

En la figura anterior podemos visualizar de forma directa la distorsión experimentada. Compara las diferencias en la forma de onda a la entrada y a la salida de la cadena de filtros en cascada. En la parte superior (a y b) se aprecia la distorsión en el diagrama de ojo de la modulación 50% RZ. La cadena de filtros modifica el perfil temporal de la señal radicalmente, mientras que para NRZ-DQPSK apenas se aprecia distorsión alguna (c y d). En este último caso el filtrado solo genera un ligero jitter de amplitud y de fase que no conlleva penalización alguna.

Conclusiones al filtrado de 85 GHz: 1 b/s/Hz

En este caso la banda de paso de los filtros es mucho más estrecha que en la situación anterior. Ninguno de los formatos binarios, ni siquiera el DB, soporta la distorsión generada en su forma de onda. La penalización asciende por encima de los 5 dB haciendo muy difícil la recuperación de los datos (requeriría ecualización adicional en recepción). La OSNR requerida en recepción es demasiado elevada y por mucho que se aumente la potencia de emisión del transmisor, la probabilidad de error medida no bajará de 10^{-2} , ni siquiera con la etapa FEC del receptor.

La modulación multinivel DQPSK, al tener la mitad del ancho de banda que las señales binarias sí tolera estas bandas de paso en los filtros de la red. La penalización por el filtrado de 85 GHz es mínima comparada con la sufrida por los formatos binarios. En el caso 50% RZ-DQPSK la penalización es ligeramente superior a la versión NRZ-DQPSK. Al reducirse a la mitad el ciclo de trabajo aumenta el ancho de banda de la modulación, por lo que la penalización por filtrado será ligeramente superior. No obstante, la distorsión sufrida seguirá siendo mínima.

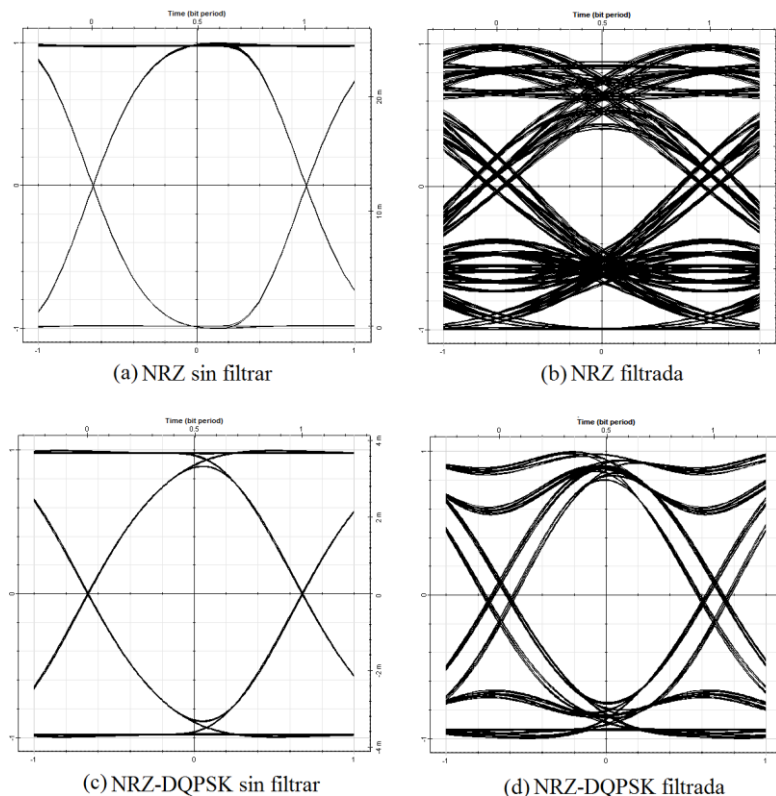


Figura 4.10: Formas de onda distorsionadas por el filtrado óptico de 85 GHz.

De forma visual también se puede contrastar cómo la modulación multinivel DQPSK es la única que tolera el filtrado de 85 GHz en la red. La figura 4.10 presenta el diagrama de ojo a la

entrada y a la salida de la cadena de filtros de 85 GHz para los formatos NRZ-OOK y NRZ-DQPSK. En el primer caso el diagrama de ojo se cierra completamente, mientras que para la modulación de fase en cuadratura apenas se ve alterado el diagrama de ojo, permaneciendo completamente abierto a la salida de la cadena de filtros.

4. DISPERSIÓN CROMÁTICA

La dispersión cromática es una de las limitaciones principales en las comunicaciones ópticas basadas en fibras monomodo. Su estudio y compensación para transmisiones de banda ancha es fundamental si se desea garantizar una mínima calidad del enlace. En esta sección se analizará la tolerancia a la dispersión cromática acumulada de cada uno de los formatos anteriores para transmisiones a 100 Gb/s y se discutirá qué tipo de modulaciones ofrecen un mejor rendimiento en presencia de esta limitación: IM o PM.

Siguiendo la línea de presentación de apartados anteriores, se realizará primero una introducción de los conceptos teóricos asociados a esta perturbación y posteriormente se describirá el banco de pruebas realizado en las simulaciones por ordenador.

4.1 TEORÍA

Antes de explicar en qué consiste la dispersión cromática de la fibra óptica vamos a ubicarla primero dentro del concepto de “*dispersión*”. Si bien el término dispersión está muy extendido en la literatura científica junto con el anglicismo *scattering* (que a menudo se encuentra sin traducir en textos en español), por lo que la Real Academia de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales recomienda usar el concepto de dispersión para hacer referencia exclusivamente a cualquier fenómeno físico que produzca una separación de las diferentes componentes espectrales que integran la señal, dejando el concepto de scattering para englobar a los fenómenos asociados con el “*esparcimiento*” de los rayos de luz.

Si la separación de las componentes espectrales de la señal se produce en el espacio hablamos de dispersión espacial, mientras que si se produce en el tiempo se denomina dispersión temporal [Saleh, B.A.E. y Teich, M.C., 1991]. La dispersión espacial tiene lugar en medios no confinados cuando un rayo de luz incide en un cambio de medio y presenta ángulos de refracción diferentes para cada longitud de onda que conforma su espectro. Como cada una de las componentes espectrales de la señal ve un índice de refracción diferente en el nuevo medio, el ángulo de refracción será distinto para cada una de ellas. Este tipo de dispersión se puede observar fácilmente en los prismas.

Por el contrario, la dispersión temporal la podemos encontrar en medios confinados como es el caso de la fibra óptica. La separación temporal de las diferentes componentes espectrales contribuirá en última instancia a modificar la anchura temporal de la envolvente compleja de los pulsos ópticos propagados [Muriel, M.A., 2009]. Como su propio nombre indica este tipo de dispersión solo afecta al perfil temporal de la señal y no modifica su perfil espacial o trayectoria por la fibra. La dispersión temporal que aparece en una fibra óptica se clasifica en diferentes tipos según su origen:

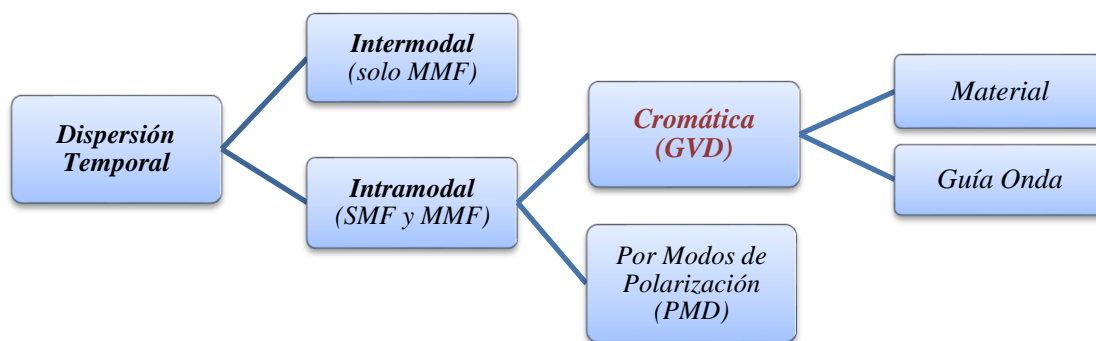


Figura 4.11: Clasificación de los distintos tipos de dispersión temporal que se dan en las fibras ópticas.

Dependiendo de que la fibra sea monomodo o multimodo aparecerá o no una primera distorsión sobre la señal transmitida. Si la fibra es multimodo la potencia introducida se repartirá entre los diferentes modos que puedan propagarse por la fibra. Si son modos no degenerados, cada uno de ellos tendrá una constante de propagación diferente y emplearán un tiempo distinto en recorrer una misma distancia de la fibra. Es decir, aunque hayan iniciado su recorrido a la vez su aparición en el extremo de la fibra será en momentos distintos, por lo que el pulso inicial que tenía una duración concreta habrá pasado a tener otra habiéndose ensanchado temporalmente. Este tipo de dispersión temporal se conoce como *dispersión intermodal* y solamente se da en fibras multimodo (MMF). Las fibras monomodo (SMF) son las empleadas en comunicaciones ópticas de banda ancha, precisamente para evitar la dispersión intermodal, la cual limita la máxima velocidad de transmisión de cada canal WDM a unos pocos cientos de Megabits por segundo (balance de tiempos).

Atendiendo ahora a la distorsión de cada uno de los modos guiados, aparecen un conjunto de fenómenos que pueden englobarse dentro de un mismo bloque denominado *dispersión temporal intramodal*. Consecuentemente, este tipo de dispersión afecta tanto a fibras MMF como SMF. La dispersión intramodal se clasifica en dos tipos que responden a fenómenos físicos diferentes: la *dispersión cromática* y la *dispersión por modos de polarización*. Esta última no se estudiará en este apartado y quedará relegada para la sección 5 de este capítulo.

De los dos tipos de dispersión temporal presentes en una fibra monomodo, la **dispersión cromática** es la principal limitación a la propagación de pulsos de alta velocidad. El índice de refracción efectivo del modo fundamental (o equivalentemente su constante de propagación) posee una dependiente no lineal con la frecuencia, y como los pulsos de luz de alta velocidad que se han introducido poseen una cierta anchura espectral (creciente con la tasa de bit), cada una de las componentes espectrales de la señal verá en la fibra una velocidad de grupo diferente, por lo que llegará al extremo de la fibra con un retardo de grupo distinto a las demás. Esto dará lugar a que se produzca una modificación en la anchura inicial del pulso, ensanchándose o estrechándose, dependiendo de las propiedades dispersivas de la fibra y del chirp inicial de los pulsos inyectados en el enlace. Por este motivo la dispersión cromática recibe también el nombre de “*Group Velocity Dispersion*” (GVD) o “*Dispersión por Velocidad de Grupo*”.

A su vez, la dependencia frecuencial de la constante de propagación del modo fundamental se debe a la contribución de dos fenómenos diferentes: la dispersión material y la dispersión por guía onda. La dispersión material explica exclusivamente la dependencia frecuencial del índice

de refracción del núcleo de la fibra debido a las propias características físicas del $\text{SiO}_2 + \text{GeO}_2$ como medio resonante que es (todo medio dieléctrico posee unas determinadas frecuencias de resonancia y por lo tanto es dispersivo). La dependencia del índice de refracción del núcleo con la frecuencia se puede calcular a partir de las frecuencias de resonancia del material por medio de la ecuación de Sellmeier [Saleh, B.A.E. y Teich, M.C., 1991].

La dispersión por guía onda se deriva de las características geométricas de la fibra, al estar el núcleo de la fibra embebido en un dieléctrico de índice de refracción diferente. Aunque ambos dieléctricos no fuesen materialmente dispersivos, la anchura temporal de la envolvente compleja de los pulsos se alteraría igualmente debido a la dispersión temporal por guía onda. Como entre el núcleo y la cubierta hay una diferencia entre los índices de refracción (siendo mayor el del núcleo), cada componente espectral de la señal propagada por el modo verá un índice efectivo del modo diferente, que no es ni el del núcleo ni el de la cubierta, sino que depende del grado de confinamiento que tenga dicha componente espectral en el núcleo de la fibra. Esta diferencia entre las velocidades de grupo de cada una de las componentes espectrales conducirá a un nuevo ensanchamiento temporal de los pulsos, que es lo que se conoce como *dispersión intramodal por guía onda*.

Pero analicemos de una forma más detallada el concepto global de dispersión cromática. Consideremos para ello una fibra óptica monomodo sin tener en cuenta su naturaleza no lineal: ésta es un medio dispersivo y con pérdidas, luego la ecuación que representa la evolución de un campo óptico $\vec{E}(z, t)$ propagándose a lo largo de su eje z será:

$$\frac{\partial \vec{E}(z, t)}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 \vec{E}(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 \vec{E}(z, t)}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} \vec{E}(z, t) = 0 \quad [4.3]$$

donde $\alpha(z)$ denota el coeficiente de atenuación de la fibra y muestra la evolución de la potencia de la señal a lo largo del eje z . El carácter dispersivo de la fibra viene representada por los coeficientes β_2 y β_3 . Son los coeficientes de segundo y tercer orden de la serie de Taylor de la constante de fase del campo óptico propagado, analizada en torno a la frecuencia angular central ω_0 :

$$\beta(z, \omega) = \beta_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \left. \frac{\partial^k \beta(z, \omega)}{\partial \omega^k} \right|_{\omega=\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)^k = \beta_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \beta_k \cdot (\omega - \omega_0)^k \quad [4.4]$$

El parámetro β_2 recibe el nombre de coeficiente GVD de la fibra, y representa exactamente la variación de la velocidad de grupo con la frecuencia angular ω . Su valor se obtiene calculando la segunda derivada parcial de la constante de fase del modo propagado respecto a la frecuencia angular analizada (ω_0). En los procesos de diseño de ingeniería, para modelar la dispersión cromática de la fibra se usa el parámetro D en lugar de β_2 . Sus especificaciones vienen dadas en ps/nm·km y se define como:

$$D(z, \lambda) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2(z) \quad [4.5]$$

La razón por la que se maneja este parámetro frente a β_2 es que nos da una idea del ensanchamiento ($D > 0$) o compresión ($D < 0$) que sufre el perfil temporal de un pulso por unidad de longitud y por cada nanómetro que ocupe su espectro; de manera que teniendo una

anchura espectral de “ σ_λ ” nm, tras recorrer “ L ” kilómetros sobre una fibra con una dispersión cromática de “ D ” ps/nm·km, el pulso tendrá una anchura adicional de $D \cdot L \cdot \sigma_\lambda$ picosegundos.

El coeficiente β_3 cuantifica la variación del parámetro β_2 con la frecuencia angular. Representa el cambio efectivo de β_2 de canal a canal en un sistema WDM. Recibe el nombre de coeficiente de dispersión cromática de tercer orden. Dada la función $D=D(\lambda)$, la pendiente de dicha gráfica $S = dD/d\lambda$ estará relacionada con el parámetro β_3 mediante la ecuación:

$$S(z, \lambda) = \frac{\partial D(z, \lambda)}{\partial \lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2(z) + \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3(z) \quad [4.6]$$

El parámetro $S(z, \lambda)$ recibe el nombre de *pendiente de la dispersión* y suele venir facilitado en las hojas de especificaciones de las fibras comerciales, al igual que D . Permite conocer la variación del coeficiente de dispersión con la longitud de onda, hecho que debe tenerse en cuenta durante el diseño de redes WDM. Los valores típicos en tercera ventana del coeficiente de dispersión cromática y de su pendiente, para fibras comerciales SSMF y NZDSF⁺, son:

Tipo de fibra	D [ps/(nm·km)]	S [ps/(nm ² ·km)]
NZDSF ⁺	+4 a +8	+0.04 a +0.09
SSMF	+16 a +18	+0.09

Tabla 4.6: Rango de parámetros de dispersión típicos de distintos tipos de fibras monomodo a 1550 nm.

La dispersión cromática afecta a la anchura temporal de los pulsos propagados, pero si se analizase la señal dispersada en un analizador de espectros lo curioso es que su representación espectral no habría variado. El motivo se debe a que la dispersión cromática modifica únicamente la fase compleja del espectro de la señal, dejando su módulo invariante. Como el analizador de espectros solo dibuja el módulo de la señal no se verá cambio alguno. De esta manera, un pulso óptico que haya recorrido L kilómetros de fibra mostrará un espectro con la expresión [Winzer, P.J. *et al.*, 2006]:

$$E_{out}(f) = E_{in}(f) \cdot \exp\left(-\frac{j\pi\lambda_{rad}^2 f^2 DL}{c}\right) \quad [4.7]$$

La función de transferencia de la fibra muestra en su fase compleja una dependencia cuadrática con la frecuencia instantánea f , por eso a la fibra óptica se la puede considerar como un filtro chirp, ya que en realidad la dispersión cromática es la consecuencia de la modificación de la frecuencia instantánea de los pulsos propagados [Saleh, B.A.E. y Teich, M.C., 1991].

¿Y de dónde proviene la gran limitación generada por la dispersión cromática a las transmisiones de banda ancha? La respuesta es simple. Las fibras monomodo empleadas tienen un coeficiente de dispersión positivo en la tercera ventana de transmisión, rango de longitudes de onda donde se suelen emitir las señales de alta velocidad. Si éstas ven un coeficiente de dispersión positivo los pulsos de datos se ensancharán progresivamente con la distancia, solapándose unos con otros y generándose interferencia entre símbolos (ISI). Evidentemente a partir de una cierta distancia de propagación la ISI será tan elevada que se hará imposible recuperar los datos transmitidos. La ITU-T, en el suplemento 39 de las series G de sus recomendaciones, establece un límite máximo permitido de dispersión acumulada, $D \cdot L$ (ps/nm), para una determinada tasa de bit, R_{bit} (Gb/s), y un ciclo de trabajo d_c del tren de pulsos:

$$DL = \frac{1819.650 \cdot \varepsilon}{\lambda^2 R_{bit} \left[\left(\frac{1.932 R_{bit}}{d_c} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0.5}} \quad [4.8]$$

donde ε es una constante que depende de la penalización en potencia permitida en el sistema por la GVD y Γ_v es la anchura espectral (en GHz) de la fuente láser del transmisor a -20 dB. Si la penalización en potencia permitida es de 0.5, 1 o 2 dB, el numerador de la Ec.(4.8) tomará un valor de 0.2, 0.3 o 0.48 respectivamente.

A 100 Gb/s y en tercera ventana, la longitud máxima permitida no llegará a superar los 20 km en el mejor de los casos (con fibra NZDSF⁺ y modulación RZ-(D)QPSK filtrada, ver tabla 4.8). Para poder trabajar con mayores distancias de propagación, la gestión de la dispersión cromática es una técnica de diseño fundamental en redes de alta velocidad.

Existen múltiples técnicas de compensación de la dispersión que no se van a comentar aquí, pero sin duda la que ha tenido una mejor acogida ha sido la basada en el uso de fibras compensadoras DCF (*Dispersion Compensation Fiber*) distribuidas por el enlace. Si en las fibras monomodo anteriores los pulsos se ensanchaban con la distancia, en las fibras DCF los pulsos se estrecharán, al mostrar éstas un coeficiente de dispersión negativo. Por lo tanto, solo habrá que calcular la longitud que debe tener la fibra DCF para compensar de forma completa la dispersión vista en la fibra monomodo inicial a una determinada longitud de onda:

$$D_{SMF}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{SMF} + D_{DCF}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{DCF} = 0 \Rightarrow L_{DCF} = \left| \frac{D_{SMF}(\lambda_0)}{D_{DCF}(\lambda_0)} \right| \cdot L_{SMF} \quad [4.9]$$

El problema de esta técnica de compensación es que solo permite la compensación completa de la dispersión sobre un único canal WDM ($\lambda = \lambda_0$). A raíz de la GVD de 3º orden, cada longitud de onda verá una dispersión diferente a la del canal central y en general la Ec.(4.9) no tiene por qué estar balanceada para todos los canales WDM. Consecuentemente, los canales no compensados mostrarán una cierta dispersión acumulada (CD_{acum}) al final del enlace. El sistema SMF+DCF se suele calcular para el canal central, de manera que la CD_{acum} en los canales laterales de la banda WDM sea la mínima posible. Mientras esa dispersión acumulada no supere el límite máximo establecido por la Ec.(4.8) el sistema habrá sido diseñado correctamente.

Evidentemente, de todo este estudio previo se puede deducir que, a 100 Gb/s, el análisis de la tolerancia de los formatos a la dispersión cromática se torna fundamental. En el siguiente apartado se compararán las modulaciones de intensidad con las modulaciones de fase para ver qué tipo de formatos ofrece mejores prestaciones frente a esta limitación.

4.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Se han realizado varias pruebas para estudiar la tolerancia de los formatos a la dispersión cromática acumulada. En primer lugar, se ha calculado la penalización de la OSNR para diferentes valores de dispersión acumulada y para diversos formatos (gráfica 4.13). No se han incluido todas las modulaciones de la tabla 4.1 con el objetivo simplificar la lectura de la gráfica y analizarla con mayor facilidad. Únicamente comparamos a grosso modo los formatos IM y PM más representativos para hacernos una primera idea de qué tipo de modulaciones son las más robustas frente a esta limitación y poder sacar las primeras conclusiones.

En segundo lugar, se ha calculado para todos los formatos de la tabla 4.1 la dispersión acumulada necesaria en cada uno para generar una penalización en la OSNR de 2 dB. Evidentemente aquellos formatos que requieran una mayor dispersión acumulada, serán los que muestren una mejor tolerancia a la dispersión.

Durante la última prueba habrá que tener además en cuenta otro elemento del juego: la presencia de filtrado óptico en la red. Los filtros ópticos alteran la forma de onda y espectro de las señales, por lo que la tolerancia que un formato tenga a la dispersión cromática también se verá afectada. Y dado que las redes actuales cuentan con multitud de dispositivos que filtran las señales, nos vemos obligados a realizar dicho estudio.

Prueba 1: Tolerancia a la dispersión cromática en ausencia de filtrado óptico

Para medir la dispersión cromática acumulada y su correspondiente penalización en la OSNR de la señal, las simulaciones de esta primera prueba se apoyan en el siguiente esquema de trabajo:

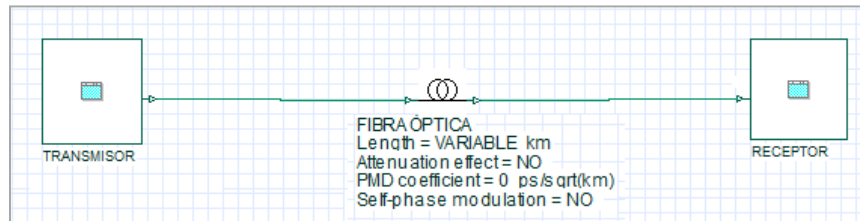


Figura 4.12: Montaje para la primera simulación. La longitud de la fibra óptica es variable. Atenuación, PMD y no linealidades de la fibra desactivadas.

Unimos el transmisor con el receptor óptico (preamplificador + filtro paso banda previo) mediante una fibra SSMF o NZDSF⁺ con los siguientes valores:

Tipo de fibra	D	S
	[ps/(nm·km)]	[ps/(nm ² ·km)]
NZDSF ⁺	+4	+0.086
SSMF	+17	+0.088

Tabla 4.7: Parámetros de dispersión a 1550 nm de las fibras comerciales SSMF 28e+ y LEAF-NZDSF⁺ de la empresa Corning [Corning Inc., 2011].

Con el propósito de realizar un estudio lo más objetivo posible, se deben tener en cuenta los resultados conseguidos con ambos tipos de fibras, puesto que cada una muestra una dispersión diferente. La penalización observada para un determinado valor de CD_{acum} será la media aritmética de las penalizaciones obtenidas con cada tipo de fibra. Variando la longitud de la fibra con diferentes iteraciones en la simulación se consigue inducir en el receptor distintos valores de dispersión acumulada. La penalización generada se mide directamente con el “BER Analyzer” del subsistema receptor.

La penalización en potencia medida sobre los pulsos ópticos debe ser exclusivamente a causa de la dispersión cromática (ensancha los pulsos y baja su pico de potencia), luego es imprescindible desactivar la atenuación, la PMD y los efectos no lineales de la fibra. Los parámetros de la simulación siguen siendo los mismos que los empleados en las secciones anteriores (tabla 4.2).

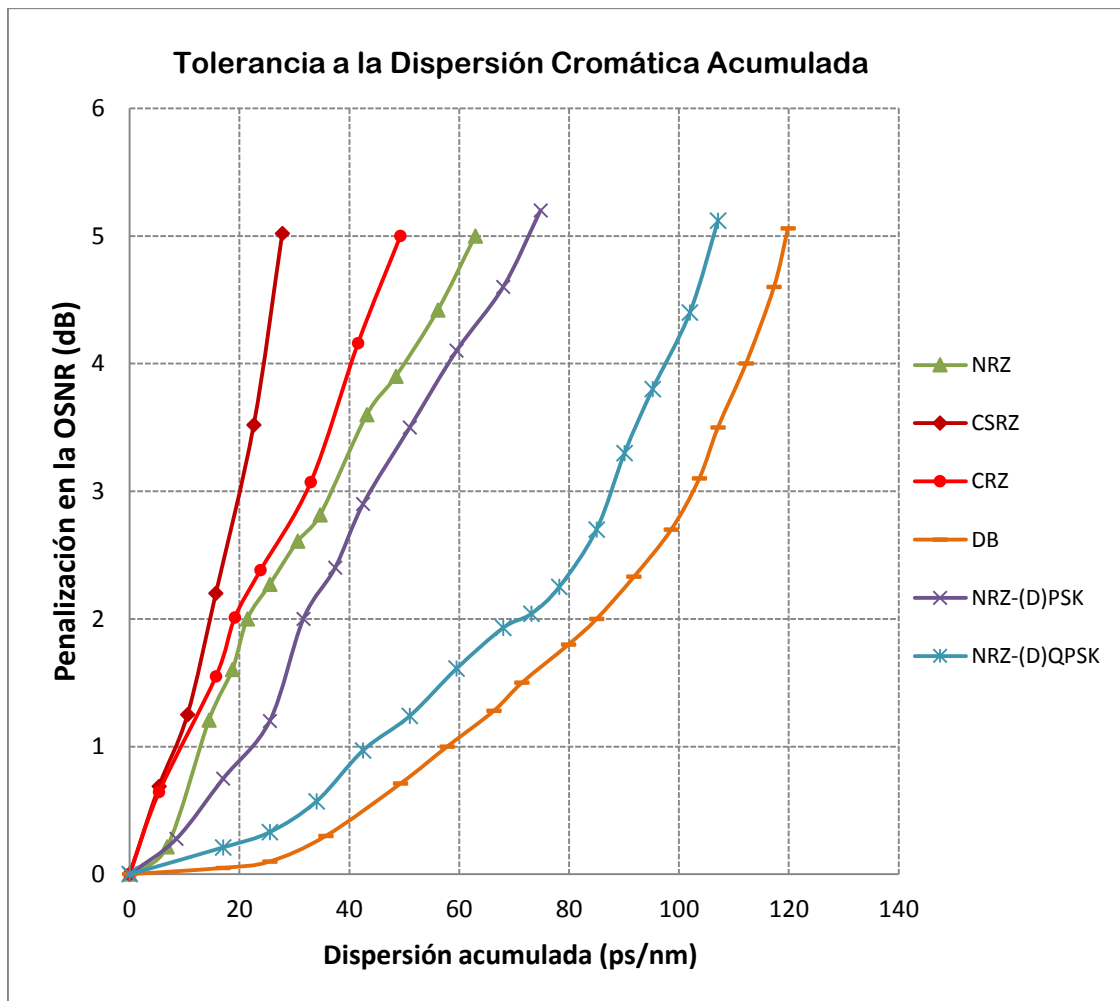


Figura 4.13: Penalización en la OSNR debido a la dispersión acumulada a 100 Gb/s en los diferentes formatos IM y PM.

La tolerancia a la dispersión depende de la forma de onda y del espectro de la modulación. Por este motivo, hablar de las señales PSK-DPSK y QPSK-DQPSK por separado no tiene sentido, pues cada pareja comparte el mismo espectro y forma de onda, por lo que la tolerancia a la dispersión será la misma.

En principio, cuanto más estrecho sea el espectro del formato, como ocurre en los casos (D)QPSK y DB, menores serán las diferencias entre los retardos de grupo de las diferentes componentes espectrales que integran la señal, y consecuentemente menor será la penalización en la OSNR por dispersión para una misma longitud de fibra recorrida. O dicho de otra manera, en las señales de espectro estrecho se necesitará una mayor dispersión acumulada que en las de espectro ancho para sufrir la misma penalización en la OSNR por dispersión.

Si nos paramos a analizar detenidamente las ideas del párrafo anterior con la gráfica 4.13, vemos cómo nuestras afirmaciones cobran sentido. En general, la mayoría de los formatos binarios, a excepción del DB (de espectro estrecho), muestran una tolerancia parecida, dado que las trazas de las señales de espectro ancho NRZ, CSRZ, CRZ y NRZ-(D)PSK son muy similares. Si bien, la modulación de fase muestra mejor tolerancia que las demás a pesar de tener el mismo ancho de banda.

Entre las señales NRZ, CSRZ, CRZ y NRZ-(D)PSK, la modulación de fase es la más robusta de las cuatro. Esto se debe a la forma en que se detecta la señal: mientras en las modulaciones de intensidad el solapamiento por dispersión distorsiona directamente los niveles de amplitud, en (D)PSK la recepción detecta la fase óptica o sus transiciones, lo que requiere una mayor CD_{acum} para producir la misma penalización en la relación señal-a-ruido [Winzer P.J. *et al.*, 2006].

Pero si se comparan todas las modulaciones, salta a la vista que los formatos DB y NRZ-(D)QPSK son los más robustos de todos. En el primero, la compresión espectral realizada en transmisión no solo aumenta la EE del formato, sino que incrementa su tolerancia a la dispersión de forma considerable. Atendiendo a su forma de onda, la explicación a una mayor tolerancia que el resto de formatos IM se encuentra en el cambio de fase de π radianes que tiene lugar en los bits “0”. Los pulsos solapados por la CD_{acum} que tengan fases opuestas interfieren entre sí de forma destructiva, de manera que el diagrama de ojo no se cerrará [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2006].

En (D)QPSK se comprime el espectro en un factor dos respecto a (D)PSK, por lo que la diferencia entre los retardos de grupo de sus componentes espectrales se reduce a la mitad. Por eso su tolerancia a la dispersión es prácticamente el doble que en la modulación de fase binaria.

No se han incluido en esta prueba las señales RZ-OOK, RZ-(D)PSK y RZ-(D)QPSK con diferentes ciclos de trabajo para simplificar la gráfica anterior y no llenarla con trazas que enturbien la lectura de los resultados. Evidentemente cuanto menor sea el ciclo de trabajo, mayor será el espectro ocupado por la modulación y menor será su tolerancia a la dispersión. En las pruebas siguientes se podrán corroborar estas afirmaciones con nuevos resultados.

Pruebas 2 y 3: Tolerancia a la dispersión cromática en presencia de filtrado óptico y con variación del ciclo de trabajo de la portadora óptica

Los objetivos de estas nuevas simulaciones son:

- Comprobar qué pasa con la tolerancia a la GVD de los formatos con portadora RZ (*prueba 2*).
- Analizar cómo modifica el filtrado óptico la tolerancia de cada formato a la dispersión cromática (*prueba 3*).

Para la prueba 2 se mantendrá el montaje de la simulación anterior (figura 4.12), mientras que para la prueba 3 se incluirán una serie de filtros intermedios entre el transmisor, la fibra y el receptor para estudiar la tolerancia a la dispersión en presencia de filtrado. La red constará de 5 filtros gaussianos paso banda de 85 GHz, centrados en 193.1 THz y conectados en cascada, idénticos a los empleados en la sección 1.2.2 durante el estudio de la distorsión por filtrado óptico.

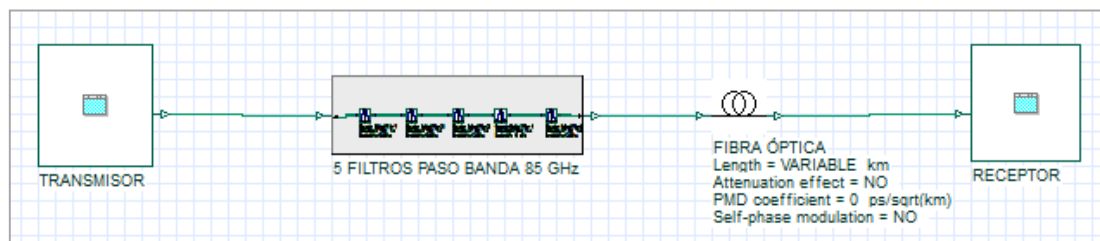


Figura 4.14: Montaje para el 3º banco de pruebas. Atenuación, PMD y no linealidades de la fibra continúan desactivados.

Sin variar los parámetros de la primera simulación, modificamos la longitud de las fibras SSMF y NZDSF⁺ para medir cuánta dispersión acumulada se necesita en cada formato para generar una penalización de 2 dB en su OSNR. La CD_{acum} mostrada en la tabla siguiente es la media aritmética de la CD_{acum} medida en cada fibra, muy similar en ambos casos, como era de esperar.

El único objetivo de medir con dos tipos de fibra diferentes es comprobar que la tolerancia a la dispersión solo depende de la forma de onda y espectro del formato empleado, y no del tipo de fibra. Por ejemplo, para NRZ-OOK es necesaria una longitud en SSMF de 1.26 km para generar una penalización por dispersión de 2 dB, mientras que con NZDSF⁺ necesitaremos 5.4 km. En ambas fibras la dispersión acumulada es muy parecida, 21.4 ps/nm y 21.6 ps/nm respectivamente.

Formato de Modulación 100 Gb/s	CD_{acum} [ps/nm] (2-dB pen.)	$CD_{acum} + \text{filtrado 85 GHz}$ [ps/nm] (2-dB pen.)
NRZ	21,5	n/a
50% RZ	19,4	n/a
CSRZ	15,3	n/a
CRZ	18,9	n/a
DB-PSBT	83,3	65,1
NRZ-(D)PSK	29,6	65,5
50% RZ-(D)PSK	19,7	60,2
NRZ-(D)QPSK	67,8	91,5
50% RZ-(D)QPSK	54,6	95,0

Tabla 4.8: Dispersión acumulada para una penalización en la OSNR de 2 dB.

Los resultados obtenidos en la prueba 2 coinciden con los esperados: cuanto más estrecho sea el espectro de la modulación mayor será su tolerancia a la GVD. Evidentemente la dispersión acumulada de los formatos NRZ, CSRZ, CRZ, DB, NRZ-(D)PSK y NRZ-(D)QPSK coincide con los valores de la gráfica 4.13 para $\delta_{OSNR} = 2$ dB.

En cuanto a los formatos IM o PM con portadora RZ, éstos ven reducida su tolerancia a la dispersión respecto del caso NRZ. Un menor ciclo de trabajo implica un mayor ancho de banda ocupado y por lo tanto una mayor diferencia entre los retardos de grupo de sus componentes espectrales. Así ocurre entre las señales NRZ-OOK vs 50% RZ-OOK, NRZ-(D)PSK vs 50% RZ-(D)PSK y NRZ-(D)QPSK vs 50% RZ-(D)QPSK.

De todas las modulaciones analizadas a 100 Gb/s, en ausencia de filtrado, la modulación DB es la que más resistencia ofrece a la penalización por dispersión cromática. De no ser por la elevada OSNR que requiere en recepción (ver apartado de sensibilidad) esta modulación sería idónea para transmisiones de corta y media distancia a 100 Gb/s.

No obstante, hasta ahora se ha trabajado bajo la premisa de que la señal que se propaga por la fibra se ve afectada exclusivamente por la dispersión cromática. Sin embargo, si la tolerancia a la GVD depende de la forma de onda y del espectro de la modulación, y el filtrado óptico

modifica ambas, es obvio esperar que la presencia de filtros en la red modifique la tolerancia obtenida en las pruebas anteriores. Y puesto que en una red óptica real aparecen multitud de dispositivos que filtran la señal, la tolerancia de los formatos a la dispersión será diferente de la medida hasta ahora.

La pregunta que nos debemos hacer entonces es: ¿Cómo y por qué modifica el filtrado la tolerancia observada? La respuesta la encontramos examinando la tercera columna de la tabla, donde se da la CD_{acum} correspondiente a una penalización de 2 dB en presencia de filtrado estrecho en la red (5 filtros de 85 GHz). Con una banda de paso en los filtros tan estrecha hay algunos formatos que no se pueden analizar porque la distorsión por filtrado es tan elevada que no es posible hacer una lectura correcta en el diagrama de ojo de su tolerancia a la dispersión. Solo se podrán analizar los casos que sí toleren dicho filtrado: las señales DB, (D)PSK y (D)QPSK.

Como era de esperar, la tolerancia a la dispersión ha cambiado en todos los formatos, pero hay tres cuestiones que se deben analizar:

- i) La tolerancia a la dispersión ha aumentado en todos los formatos en líneas generales. ¿Tienen sentido estos resultados?
- ii) En el formato DB la tolerancia sin embargo se ha reducido. ¿Por qué exclusivamente en esta modulación?
- iii) En (D)QPSK, ahora la versión con portadora RZ es más tolerante que la versión NRZ.

El filtrado estrecho al acortar el espectro de las señales reduce la diferencia entre los retardos de grupo de las distintas componentes espectrales, aumentando así la tolerancia a la dispersión cromática de la mayoría de los formatos. Pero como bien señala la segunda cuestión, en el formato DB no ocurre lo mismo. No solo es que no haya aumentado la tolerancia a la dispersión, sino que además se ha reducido considerablemente. ¿A qué se debe esto?

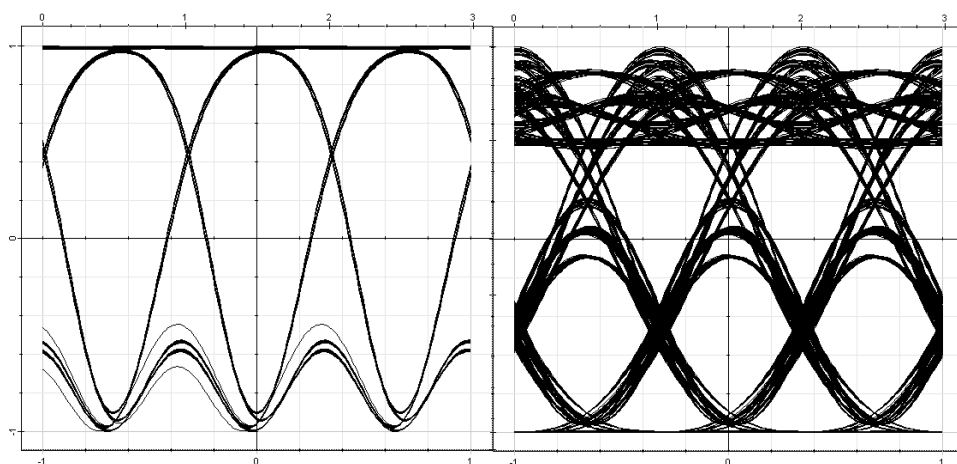


Figura 4.15: Ruptura de la forma de onda por filtrado óptico estrecho en el formato DB, reduciéndose su tolerancia a la dispersión cromática. A la izquierda aparece el diagrama de ojo antes de filtrar la señal y a la derecha se puede observar su diagrama de ojo tras el filtrado de 85 GHz.

Unas líneas más arriba mencionábamos que una de las razones por las que el formato DB mostraba tan buena tolerancia a la dispersión era gracias al cambio de fase de π radianes que tiene lugar en los bits “0”. Los pulsos solapados con fases opuestas interferían entre sí de forma destructiva reduciendo la penalización por dispersión. Pues bien, el filtrado estrecho modifica

radicalmente su forma de onda distorsionándola a su paso, de manera que deja de producirse esa interferencia destructiva entre pulsos con fases opuestas. Consecuentemente, su tolerancia a la dispersión cae inevitablemente en presencia de filtrado [Gnauck, A.H., 2004; Winzer, P.J. *et al.*, 2008].

La última cuestión es la más relevante de todas debido a la importancia adquirida por los formatos (D)QPSK en transmisiones de banda ancha. Ahora las señales RZ-(D)QPSK son más resistentes a la dispersión cromática que NRZ-(D)QPSK en presencia de filtrado óptico en la red. La respuesta a esta pregunta la dejamos pendiente para el capítulo siguiente, donde se investiga la diferencia de prestaciones entre modulaciones (D)QPSK con distintos ciclos de trabajo.

En resumidas cuentas, comparando la tolerancia a la dispersión cromática entre las señales IM y PM a 100 Gb/s, las modulaciones de fase en cuadratura (D)QPSK filtradas son las que mayor robustez muestran.

Consideraciones finales a la dispersión cromática a 100 Gb/s

El rendimiento de un formato de modulación frente a diferentes perturbaciones no puede ser analizado perturbación a perturbación de forma aislada, sino que debe ser evaluado en el contexto del sistema en el que está operando. Un claro ejemplo lo acabamos de ver analizando la tolerancia a la dispersión con y sin filtrado óptico, obteniendo resultados muy dispares. Las diferentes perturbaciones que afectan a una señal óptica interactúan entre sí, por lo que se deben considerar todas en conjunto.

Una limitación que no se ha considerado en esta sección junto con la GVD, son las no linealidades de la fibra. Éstas también pueden modificar la tolerancia a la dispersión de los formatos, especialmente la automodulación de fase y la modulación de fase cruzada [Winzer P.J. *et al.*, 2006]. Ambos efectos, si son estimulados en una red WDM, aumentan el BW de los canales ópticos, por lo que la tolerancia a la dispersión se reduciría. Como se verá más adelante, los formatos de fase al mantener la envolvente del tren de pulsos constante estimulan menos las no linealidades de la fibra, por lo que para una misma potencia óptica el incremento en el BW debido al SPM y al XPM será mucho menor en estas señales que en las modulaciones de intensidad. Así pues, la tolerancia a la dispersión cromática en presencia de no linealidades será mucho menor para las señales IM que para las PM. No obstante, a 100 Gb/s los efectos no lineales intracanal (ver sección 6 del presente capítulo) predominarán sobre la SPM y la XPM, por lo que el estudio recogido en la tabla 4.8 no difiere mucho en presencia de no linealidades.

Se puede incrementar la tolerancia a la GVD empleando técnicas de ecualización y de tratamiento digital de la señal tras su conversión óptico-eléctrica. El uso de la detección coherente junto con algoritmos que compensen la dispersión cromática, existen y se emplean en la actualidad [Guifang Li, 2009], pero son sistemas mucho más caros y complejos que los propuestos con fibra compensadora. A 100 Gb/s y en presencia de dispersión acumulada, la diferencia de rendimiento entre ambas propuestas debe ser analizada para justificar un incremento tan elevado en la complejidad del sistema.

5. DISPERSIÓN POR MODOS DE POLARIZACIÓN (PMD)

En transmisiones ópticas por debajo de 1 Gb/s, el ensanchamiento temporal de un pulso a consecuencia de la PMD (el tercer tipo de dispersión temporal intramodal mencionada en la sección anterior) no suele alcanzar una magnitud tal que pueda compararse con los otros tipos de dispersión temporal estudiados. Por eso, hasta hace una década ni siquiera se consideraba una limitación importante. La situación cambia cuando las velocidades de transmisión son superiores a los 2.5 Gb/s, siendo ya un verdadero problema al traspasar la frontera de los 10 Gb/s.

Veamos primero los fundamentos físicos que se esconden detrás de la PMD y posteriormente nos podremos centrar en su estudio en transmisiones de 100 Gb/s, comparando la tolerancia de los diferentes formatos de modulación digital frente a esta nueva perturbación de la señal óptica.

5.1 TEORÍA

La sílice con la que se fabrican las fibras ópticas es, en principio, un material amorfo. Esto implicaría que todas sus propiedades deberían tener idénticas características y valores, independientemente de la posición y dirección en que se midieran. De esta manera, en una fibra óptica monomodo ideal, el modo fundamental propagado vería el mismo índice de refracción para las dos componentes ortogonales en las que se descompone su estado de polarización. O dicho de otra forma, los dos modos ortogonales en los que se descompone su modo fundamental (el LP_{01}) serían degenerados, pues compartirían la misma frecuencia de corte y la misma constante de propagación.

Pero esta situación es ideal, dado que solo tiene lugar cuando se toma un bloque de sílice sobre el que no se ha efectuado ningún tipo de proceso. En una fibra óptica real la situación no es esa. En realidad, debido a imperfecciones en el proceso de fabricación, a tensiones de carácter mecánico o a variaciones en la temperatura; la simetría circular entre el núcleo y la cubierta no será perfecta. Las consecuencias de todo esto son que, aunque con valores muy pequeños, cualquier fibra óptica deja de ser isótropa y presenta una cierta birrefringencia. La birrefringencia es la propiedad que presentan algunos cristales, como la calcita, por la cual cuando se ve una imagen a través de ellos aparece desdoblada en dos. La razón a este fenómeno es que cada una de las componentes de polarización que integran el rayo que porta la imagen ve un índice de refracción diferente y por ello cada una se propaga de forma distinta.

Extrapolando el ejemplo a una fibra óptica monomodo, como material birrefringente que es, los dos modos ortogonales que integran el modo fundamental LP_{01} serán ligeramente no degenerados. Es decir, tendrán la misma frecuencia de corte pero su constante de propagación será levemente diferente. Al final de la fibra cada uno de los modos tendrá un retardo de grupo distinto.

Debido a la diferencia entre los retardos de grupo que aparece entre ambas polarizaciones (*DGD-Differential Group Delay*), el pulso inicial se habrá ensanchado: tras la fotodetección, la señal eléctrica obtenida será la suma cuadrática de ambas polarizaciones, $S(t) = |E_x(t)|^2 + |E_y(t - DGD)|^2$. Este fenómeno se denomina dispersión por modos de polarización (*PMD-Polarization Mode Dispersion*). La siguiente figura ilustra muy bien el fenómeno de la PMD.

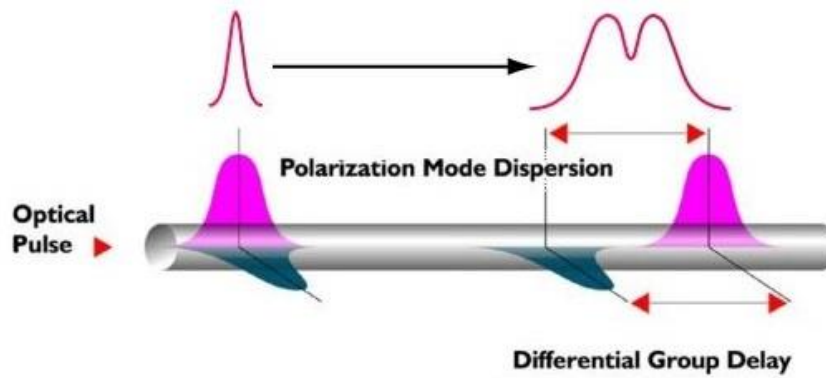


Figura 4.16: Ensanchamiento temporal del pulso debido a la PMD. Aparece una diferencia entre los retardos de grupo de ambas polarizaciones [TUHH].

Si el parámetro DGD es constante en longitud de onda se habla de PMD de primer orden, mientras que se emplea el término de PMD de orden superior si el DGD pasa a ser dependiente con la longitud de onda. Para la mayoría de aplicaciones, el DGD puede ser considerado constante a lo largo del ancho de banda de un solo canal óptico, pero puede variar entre múltiples canales WDM, sobre todo si la banda empleada es muy amplia. En las simulaciones realizadas a continuación, solo se considerará la PMD de primer orden ya que el análisis de comparación de formatos se llevará a cabo sobre una comunicación monocal canal entre transmisor y receptor.

El comportamiento real de un campo en el interior de la fibra no es exactamente el mostrado en la figura anterior. La situación representada constituye una simplificación de la realidad, con el objetivo de ilustrar de forma clara el concepto de la PMD. La figura 4.16 supone que la birrefringencia intrínseca de la fibra se mantiene durante todo el trayecto, lo que es completamente falso. La realidad es que la fibra posee una birrefringencia aleatoria en los diferentes tramos de un enlace y por lo tanto el vector que define el estado de polarización (SOP - *State Of Polarization*) experimenta una rotación también aleatoria según avanza por la fibra, por lo que al final del enlace el SOP será completamente diferente. De hecho, al ser la rotación completamente aleatoria, el SOP esperado en el extremo de la fibra será una verdadera incógnita. Como cada tramo de fibra de un enlace posee un valor diferente de birrefringencia, tanto el DGD como el SOP medidos pueden cambiar por múltiples motivos, incluso pueden variar según el momento del día en que se midan.

Por este motivo es imposible dar un valor concreto para el efecto de la polarización sobre una fibra determinada. Lo único que se puede dar es un orden de magnitud estadístico del resultado que se espera encontrar. Quizás, el hecho más favorable que aparece es que la PMD no es un efecto que sea acumulativo de forma lineal. Debido a sus fluctuaciones aleatorias, las cuales siguen una cierta distribución estocástica, los efectos en un tramo pueden sumarse o restarse con los del siguiente. Así pues, se planteó caracterizar el fenómeno por medio de una expresión de dependencia cuadrática con la longitud del enlace:

$$\langle \Delta \tau_{PMD} \rangle \approx D_{PMD} \sqrt{L} \quad [4.10]$$

siendo D_{PMD} el parámetro que modela la PMD, facilitado en las hojas de especificaciones de las fibras, en ps/ $\sqrt{\text{km}}$, y cuyo valor depende de la propia fibra. Hace 8 años oscilaba entre 0.1 y 1.0

ps/ $\sqrt{\text{km}}$, pero ahora las nuevas fibras enfocadas a transmisiones superiores a los 40 Gb/s garantizan un coeficiente de PMD inferior a 0.05 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ [Corning Inc.].

La ITU-T establece en su recomendación G.663, Sección II.4.1.2, un límite de la máxima PMD permitida en un enlace. Recomienda que el retardo de tiempo entre los dos estados ortogonales de polarización sea menor de una fracción de la duración del periodo de bit. El valor típico adoptado es $a = 0,1$. En el caso en que el tendido esté compuesto por M tramos, cada uno de ellos con una longitud $L(k)$, y con un valor diferente de su parámetro PMD, la condición que habrá de cumplirse será:

$$R_B \sqrt{\sum_{k=1}^M [D_{PMD}(k) \cdot \sqrt{L(k)}]^2} < a \quad [4.11]$$

5.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Durante la siguiente batería de pruebas desarrolladas con el OptiSystem, se estudiará la tolerancia que muestran los diferentes formatos de modulación a la PMD de 1º orden. Dicha comparación se realizará midiendo el DGD que es necesario inducir en cada caso para degradar su OSNR en 1 dB. Evidentemente, aquellos formatos que a 100 Gb/s requieran una mayor diferencia entre los retardos de grupo de sus polarizaciones serán los más robustos frente a la PMD de 1º orden. No se ha considerado el estudio de la PMD de orden superior, por eso se ha planificado la simulación sobre un sistema monocanal.

Para realizar las simulaciones pertinentes no se requiere introducir fibra óptica entre transmisor y receptor en este caso. La forma más sencilla de implementarlas con el OptiSystem es recurriendo al dispositivo “*PMD Emulator*”, que se encarga de generar un retardo entre polarizaciones y una rotación en el SOP de la señal, acorde con los parámetros fijados por el usuario. El emulador de PMD permite configurar diferentes valores en ambos fenómenos para poder analizar cómo se degrada la señal óptica transmitida. El montaje realizado presenta este aspecto:

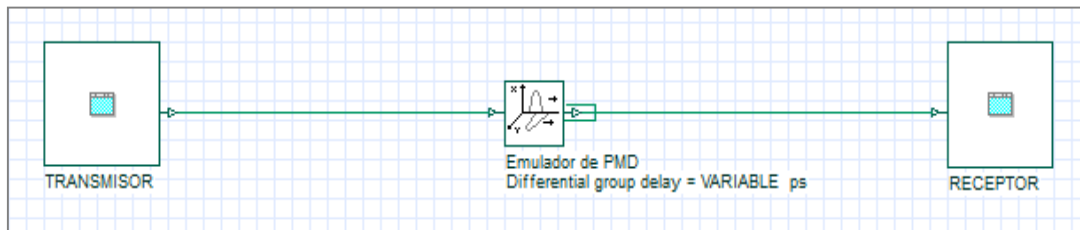


Figura 4.17: Montaje en el OptiSystem para las simulaciones realizadas durante el estudio de la tolerancia de los diferentes formatos de modulación a la PMD de primer orden a 100 Gb/s.

El subsistema transmisor consta de los moduladores externos encargados de generar las diferentes señales IM y PM a 100 Gb/s. En recepción, se recurrirá a la detección directa para recuperarlas del canal y leer la distorsión inducida por el emulador. Al igual que en pruebas anteriores, el receptor irá precedido de su correspondiente preamplificador y de un filtro paso banda de 160 GHz que filtre el espectro de las señales antes de ser detectadas. El tipo de detección óptica utilizado en las pruebas no es relevante, pues es independiente al fenómeno de

la PMD. Sin embargo, para poder comparar de forma objetiva los diferentes formatos entre sí, se debe emplear el mismo tipo de detección para todos ellos.

El emulador de PMD es el dispositivo más complejo de entender en el montaje. Como se ha comentado, pretende simular los efectos generados por la PMD sobre la señal cuando ésta se propaga por una fibra óptica real. Contiene los siguientes parámetros:

Parámetro	Valor	Unidad	Comentarios
Longitud	50	km	Longitud de la fibra de la que se pretende simular los efectos de la PMD
Atenuación	0	dB/km	Coefficiente de atenuación de la fibra
Dispersión	0	ps/nm·km	Parámetro de dispersión cromática de la fibra a la frecuencia referencia
Pendiente de la dispersión	0	ps/nm ² ·km	Pendiente de la dispersión cromática a la frecuencia referencia
Frecuencia referencia	193,1	THz	Frecuencia analizada
DGD	VARIABLE	ps	Diferencia entre los retardos de grupo de las polarizaciones de la señal
Ratio de despolarización	10,8	deg/GHz	Rotación del SOP de la señal por unidad de ancho de banda. Valor por defecto
Dispersión acumulada en cada polarización	0	ps/nm	Dispersión cromática acumulada en cada una de las polarizaciones. En vez de definir D y S_{slope} arriba, se puede configurar la CD_{acum} vista en el extremo de la fibra para cada polarización

Tabla 4.9: Parámetros del emulador de PMD.

El resto de parámetros de la simulación son idénticos a las pruebas de las anteriores secciones (tabla 4.2). Desactivamos la atenuación y la dispersión cromática en el emulador para que la penalización de potencia vista en el diagrama de ojo se deba exclusivamente a los efectos derivados de la PMD.

La forma de medir en cada formato el DGD necesario para inducir una penalización en la OSNR de 1 dB es muy sencilla. En primer lugar, variamos el parámetro “*Differential Group Delay*” del emulador entre 0 y 10 ps, con saltos de 0.1 ps sobre 100 iteraciones diferentes. Una vez que el programa haya terminado de ejecutarse, podremos generar una tabla que relacione cada valor de DGD con la penalización de potencia medida en cada iteración. Así conseguiremos saber para cada señal qué valor de DGD se corresponde con 1 dB de penalización. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Formatos de Modulación	DGD (1-dB pen.)
NRZ	3,4 ps
50% RZ	4,0 ps
CSRZ	4,4 ps
CRZ	2,6 ps
DB-PSBT	2,4 ps
NRZ-(D)PSK	4,0 ps
50% RZ-(D)PSK	4,1 ps
NRZ-(D)QPSK	7,8 ps
50% RZ-(D)QPSK	8,4 ps

Tabla 4.10: Tolerancia a la PMD de 1º orden de los diferentes formatos de modulación a 100 Gb/s.

La PMD es un fenómeno que surge durante la propagación de la señal por la fibra óptica, por lo que las modulaciones que compartan la misma forma de onda y espectro presentarán la misma robustez frente a la PMD. Este es el caso de las señales PSK-DPSK y QPSK-DQPSK. La resistencia mostrada por PSK y QPSK es la misma que sus versiones diferenciales.

La tolerancia a la PMD de primer orden es lineal con la duración del periodo de símbolo [Winzer P.J. *et al.*, 2006]. Para la mayoría de los formatos de modulación, la penalización de 1dB en la OSNR ocurre para un valor de la DGD entre el 30% y el 40% de la duración de su periodo de símbolo. De manera que los formatos con un mayor periodo de símbolo serán los más resistentes a la PMD de primer orden. Por este motivo las modulaciones de fase en cuadratura se presentan como las señales más robustas frente a esta limitación. De hecho, como el periodo de símbolo en (D)QPSK es el doble que en (D)PSK, el DGD necesario para inducir 1 dB de penalización en éstas es justo el doble (≈ 8 ps).

Al contrario que ocurría con la dispersión cromática, en la PMD los formatos RZ son más resistentes que los NRZ. Si el pulso RZ es más estrecho que el NRZ, necesitará una mayor diferencia entre los retardos de grupo de sus polarizaciones para sufrir el mismo solapamiento con los pulsos adyacentes que el que se dé en los casos con portadora NRZ. Efectivamente, se puede observar cómo la señal 50% RZ requiere un valor de DGD mayor que NRZ, al igual que ocurre entre 50% RZ-(D)PSK y NRZ-(D)PSK o entre 50% RZ-(D)QPSK y NRZ-(D)QPSK.

En las mismas condiciones de duración del periodo de símbolo, las modulaciones de fase muestran la misma tolerancia a la PMD que las modulaciones de intensidad. De hecho, algunas modulaciones de intensidad como la CSRZ presentan un rendimiento ligeramente superior que las (D)PSK, pero otras como la CRZ o la DB presentan peores resultados. Si en el apartado 4.2 del presente capítulo se descubrió cómo la modulación DB mostraba una gran tolerancia a la dispersión cromática, comparable incluso con las modulaciones (D)QPSK; la gran OSNR que requieren en recepción unida a su mala tolerancia a la PMD son sus principales handicaps a la hora de plantearse su uso en transmisiones por encima de los 40 Gb/s.

Aunque no se ha tenido en cuenta en la simulación, algunos fenómenos como el filtrado óptico o la dispersión cromática acumulada pueden mejorar la resistencia de los formatos a la PMD.

Por ejemplo, a 40 Gb/s el formato DB duplica su tolerancia cuando opera con una CD_{acum} de 211 ps/nm [Hankui, L. et al., 2006]. Un efecto similar puede ocurrir en presencia de filtrado óptico en la red para algunas señales como la NRZ-OOK.

Recopilando toda la información presentada, se puede concluir que la tolerancia a la PMD de primer orden depende de:

- **Forma de onda y espectro de la modulación:** los formatos RZ son más resistentes que los NRZ.
- **Duración del periodo de símbolo:** la tolerancia a la PMD crece de forma lineal a la duración del mismo.
- **Dispersión cromática acumulada:** como la GVD modifica la forma de onda de las señales propagadas, en algunos casos como en el formato DB se puede traducir en una mayor tolerancia a la PMD.
- **Filtrado óptico:** Al igual que la CD_{acum} , el filtrado altera el espectro y la forma de onda de los formatos, modificando a la vez su tolerancia a la PMD.

La dispersión por modos de polarización se presenta como una de las limitaciones más importantes en las transmisiones ópticas de banda ancha de larga y ultralarga distancia. La PMD de orden superior (variable en λ) es la principal responsable de que en un mismo enlace cada canal óptico presente un rendimiento diferente. Para transmisiones superiores a los 1000 km, se convierte en una tarea fundamental la compensación de la PMD en el receptor óptico.

Existen y se han propuesto multitud de técnicas ópticas y eléctricas para compensar la PMD, pero las que más efectividad han mostrado están asociadas con técnicas de procesamiento digital de la señal a través de complejos algoritmos de compensación [Guifang Li, 2009]. El uso de la detección coherente junto con la ecualización de los canales ópticos permite reducir mucho el impacto de la PMD sobre el BER final del sistema [Castagnozzi, D., 2004; Haunstein, H.F. et al., 2004].

6. EFECTOS NO LINEALES DE LA FIBRA ÓPTICA

Los efectos no lineales generados durante la propagación por la fibra es la última limitación que queda por ver. Tras realizar un estudio teórico-práctico de las no linealidades existentes y de la tolerancia de los formatos de modulación a las mismas, en la parte final del capítulo se tendrán en cuenta de forma conjunta todas las limitaciones estudiadas, interactuando unas con otras y limitando el rendimiento de la red.

No obstante, eso lo veremos más adelante. Ahora el objetivo que nos ocupa es comprender cómo los efectos no lineales distorsionan la señal óptica en transmisiones por la fibra a 100 Gb/s.

6.1 TEORÍA

La transmisión de pulsos de información en sistemas DWDM presenta un conjunto de problemas adicionales que es preciso tener en cuenta como parte fundamental de la propagación por la fibra. Estos problemas no eran considerados para transmisiones en las que la velocidad no

superaba los 2.5 Gb/s, ni cuando la potencia total que viajaba por la fibra no solía exceder de algunos milivatios. Cuando ambos hechos se superan, surgen una serie de efectos no lineales que distorsionan las señales de los diferentes canales ópticos del sistema. Todos ellos estaban presentes en transmisiones a baja velocidad pero su repercusión sobre la señal era despreciable, suposición que se debe abandonar cuando se sobrepasa la frontera de los Gigabits/seg.

Todos los fenómenos que aparecen tienen un único fundamento físico en común: la interacción de la radiación transmitida con la sílice de la fibra [Pereda, J.A., 2004]. Puede tener lugar fundamentalmente a través de dos mecanismos. El primero es la interacción de los fotones de la señal con alguno de los modos de vibración del material. Estos modos de vibración reciben el nombre de *fonones*. El resultado de esta interacción es que aparecen dos tipos de dispersión espacial: el *Scattering Estimulado de Raman* (SRS) y el *Scattering Estimulado de Brillouin* (SBS).

El segundo mecanismo de interacción tiene su origen en el **Efecto Kerr** de la fibra. El área efectiva de los modos propagados oscila típicamente entre 20 y 100 μm^2 , lo que se traduce en un confinamiento intenso de la luz en el núcleo que origina un valor en la intensidad óptica que puede exceder fácilmente los MW/cm^2 . En estas condiciones el índice de refracción se puede ver afectado por la presencia de una intensidad óptica tan elevada que podría llegar a modificar su valor, traduciéndose a su vez en un cambio en la fase de los campos EM que viajan por la fibra.

A raíz de esta situación las variaciones en las intensidades ópticas de los diferentes canales WDM se traducirán en perturbaciones sobre sus fases. La dependencia del índice de refracción con la intensidad óptica es lo que se conoce como efecto Kerr. De él se derivan diversos efectos no lineales debido a las múltiples interacciones que tienen lugar entre las señales propagadas y el ruido ASE: SPM, XPM, FWM, IXPM...

En el siguiente esquema podemos ver los fenómenos no lineales citados, clasificados según el tipo de interacción que las origina.

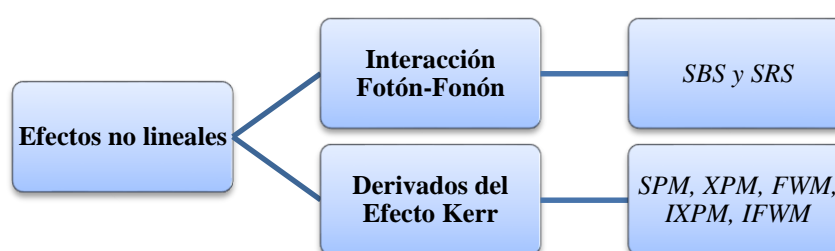


Figura 4.18: Clasificación de los diferentes efectos no lineales de la fibra óptica.

Scattering Estimulado de Brioullin (SBS)

El campo óptico que viaja por la fibra induce pequeñas vibraciones acústicas en su estructura que constituyen lo que se denominan *fonones acústicos*. La interacción fotón-fonón acústico genera una onda acústica que se propaga por el núcleo en sentido contrario a la onda óptica, dando lugar a alteraciones periódicas en la densidad del material, lo que a su vez se traduce en variaciones periódicas de su índice de refracción. En estas condiciones, se habrá constituido una red de Bragg que conlleva dos implicaciones: que la onda óptica sufra una cierta dispersión

espacial y que además se modifique su frecuencia instantánea según la velocidad de propagación de la onda acústica (efecto Doppler).

Por un lado, si la longitud de onda de la radiación coincide con la de la red de Bragg se producirá una reflexión de potencia. Por otro, si el desplazamiento de la frecuencia óptica es lo suficientemente elevado se podrían producir problemas de diafonía, aunque únicamente se generarían en aquellos sistemas DWDM con una separación entre canales inferior a 20 MHz [Pereda, J.A., 2004]. Por este motivo el SBS no será nunca un problema en las rejillas actuales de 50 y 100 GHz.

Scattering Estimulado de Raman (SRS)

El origen del efecto Raman se encuentra en la interacción entre los fotones que inciden sobre la sílice de la fibra y las vibraciones que tienen las moléculas y los átomos de la misma. Estas vibraciones, características del medio material, reciben el nombre de *fonones ópticos*. En el efecto Raman, si una radiación con fotones de frecuencia ν_m incide en un cuerpo con fonones de frecuencia de vibración ν_i , bajo ciertas condiciones surge una interacción entre ambos que da lugar a dos nuevas componentes espectrales: una frecuencia resta $\nu_m - \nu_i$ (componente Stokes) y una frecuencia suma $\nu_m + \nu_i$ (componente anti-Stokes).

El principal impacto de este efecto es que las frecuencias nuevas que aparecen pueden encontrarse dentro de la banda de los canales WDM adyacentes, por lo que en este caso sí se puede generar diafonía en banda, muy difícil de eliminar mediante filtrado. Si por una misma fibra circula un cierto número de canales WDM, entre ellos hay una separación en frecuencia que coincide con el margen de ganancia del efecto Raman y además los pulsos de los diferentes canales están alineados temporalmente, habrá una transferencia de potencia de cada canal al siguiente. La imagen 4.19 ilustra el fenómeno citado.

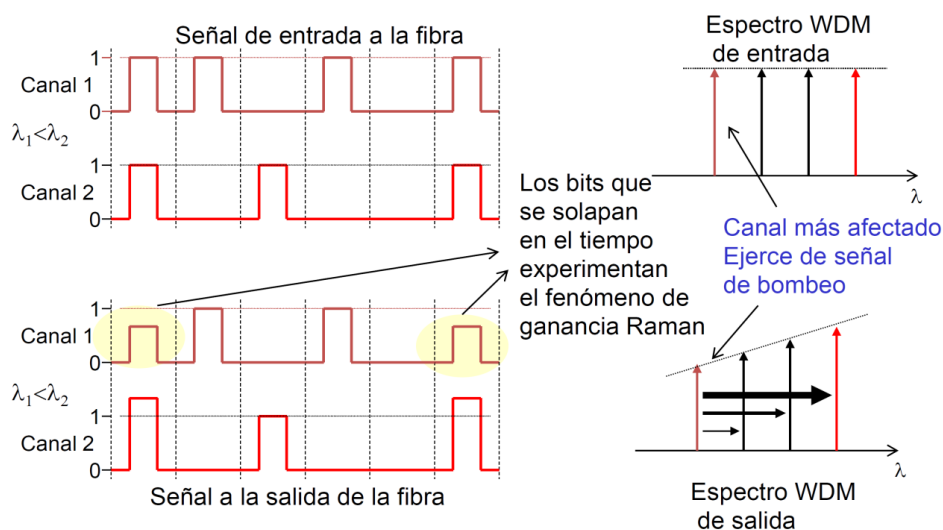


Figura 4.19: Efecto del SRS en sistemas WDM [Muriel, M.A., 2009].

Para una separación entre canales WDM menor de 200 GHz (sistemas DWDM) la ganancia del efecto Raman no es significativa, pudiendo considerar este fenómeno despreciable excepto para

valores elevados de potencia óptica en la fibra, en cuyo caso sí se podría observar una transferencia de potencia entre los diferentes canales ópticos [Juanni, F. *et al.*, 2010].

Los inconvenientes derivados del SRS se pueden reducir con una dispersión cromática apreciable en el enlace. Los pulsos de los distintos canales viajarán a velocidades diferentes y si además las señales tienen una tasa de bit elevada, la probabilidad de que se produzca una coincidencia temporal entre los pulsos de cada canal será menor.

Clasificación de las No Linealidades derivadas del Efecto Kerr

Unas líneas más arriba, se presentó el efecto Kerr como el fenómeno que explicaba la dependencia del índice de refracción del núcleo de la fibra con la intensidad óptica confinada en el mismo. Desde un punto de vista más formal, dicho fenómeno no lineal se puede describir con la ecuación de propagación del campo eléctrico que viaja por ella:

$$\frac{\partial \vec{E}(z, t)}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 \vec{E}(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 \vec{E}(z, t)}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} \vec{E}(z, t) = j\gamma |\vec{E}(z, t)|^2 \vec{E}(z, t) \quad [4.12]$$

La expresión anterior es la misma que la Ec.(4.3), pero ahora se completa incluyendo el carácter no lineal de la fibra que antes no se tuvo en cuenta. El parámetro γ (1/W·km) es el coeficiente no lineal Kerr, definido como $\gamma = n_2 \omega_0 / c A_{eff}$, donde n_2 es el índice de refracción no lineal y A_{eff} es el área efectiva de la fibra. La ecuación 4.12 se conoce como *Ecuación Generalizada No Lineal de Schrödinger* (GNLSE). El campo eléctrico propagado $\vec{E}(z, t)$ incluye todos los canales WDM presentes en la fibra, así como el ruido ASE.

Con el fin de entender mejor el origen y el funcionamiento del régimen no lineal de la fibra, podemos descomponer el efecto Kerr en diferentes fenómenos no lineales, que distorsionan las señales de formas muy variadas. Según cómo sea la interacción de cada canal WDM consigo mismo, con el resto de canales y con el ruido ASE, el efecto Kerr se divide en:

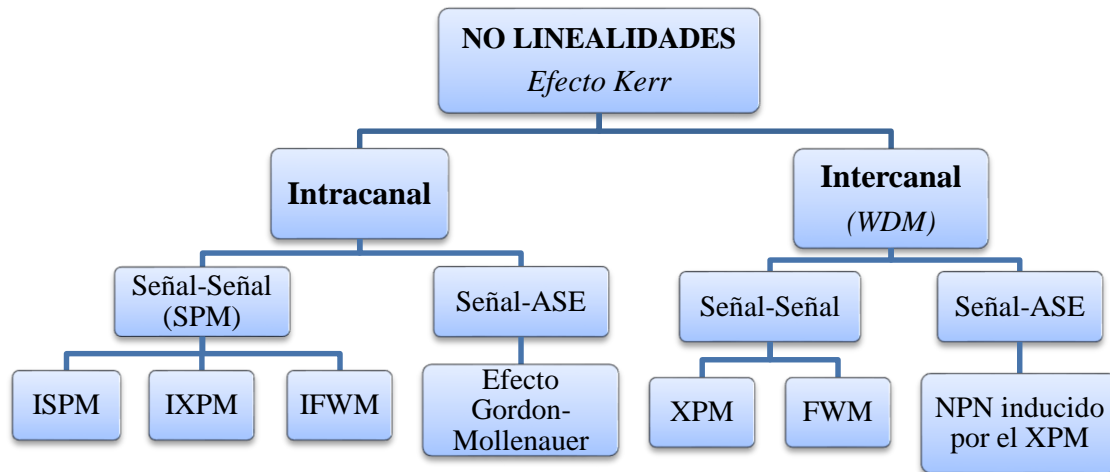


Figura 4.20: Clasificación de no linealidades derivadas del Efecto Kerr [Winzer P.J. *et al.*, 2006].

El efecto Kerr queda dividido en no linealidades intracanal e intercanal, según los pulsos de un canal WDM interaccionen entre sí (intracanal) o con los de otros canales del sistema WDM

(intercanal). A su vez, también se ha diferenciado entre la interacción señal-síñal y señal-ASE, pues cada una de ellas genera distorsiones diferentes.

Efectos No Lineales Intracanal

Considerando el campo eléctrico propagado $\vec{E}(z, t)$ como un único canal WDM, la ecuación 4.12 se puede reescribir como:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{E}_1(z, t)}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 \vec{E}_1(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 \vec{E}_1(z, t)}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} \vec{E}_1(z, t) = \\ = \underbrace{j\gamma |\vec{E}_1|^2 \vec{E}_1}_{(I)SPM} + \underbrace{2j\gamma \{|\vec{E}_2|^2 + |\vec{E}_3|^2\} \vec{E}_1}_{IXPM} + \underbrace{j\gamma \vec{E}_1 \vec{E}_2 \vec{E}_3^*}_{IFWM} \end{aligned} \quad [4.13]$$

Donde \vec{E}_1 , \vec{E}_2 y \vec{E}_3 representan los campos eléctricos asociados a tres pulsos ópticos diferentes del canal WDM $\vec{E}(z, t)$. Es decir, los efectos no lineales conocidos como SPM, IXPM e IFWM proceden de la interacción entre pulsos de una misma portadora óptica. Pero, ¿Exactamente en qué consisten cada uno de estos efectos no lineales intracanal?

El SPM o *Self-Phase-Modulation* es la modulación de la fase del pulso \vec{E}_1 generada por variaciones en la propia intensidad de su campo óptico (automodulación). Suponiendo que la intensidad óptica en la fibra es lo suficientemente elevada como para estimular el efecto Kerr, variaciones en la intensidad de la señal generarán cambios en el índice de refracción del núcleo, lo que se traducirá en variaciones sobre la propia fase de la señal. Es decir, las fluctuaciones de amplitud se traducirán en fluctuaciones de fase.

Con el fin de distinguir esta no linealidad del IXPM e IFWM, el SPM puede aparecer bajo el nombre de ISPM o *Isolated pulse SPM*, haciendo referencia a que la modulación de fase generada sobre el pulso \vec{E}_1 se debe exclusivamente a variaciones en la amplitud del propio pulso, considerado este de forma aislada, y sin intervenir en el proceso pulsos adyacentes del mismo canal [Winzer P.J. *et al.*, 2006].

El principal impacto del SPM debido al batido señal-síñal (sin incluir el ruido ASE), es que las variaciones producidas en la fase generan un aumento del ancho de banda de la modulación. Lo que a bajas velocidades no supone un problema (ya que predominará el ancho de línea de la fuente láser) a altas velocidades de transmisión es un hándicap al rendimiento del sistema, pues un aumento en el ancho de banda de la señal conllevará una reducción de su tolerancia a la dispersión cromática acumulada.

El IXPM e IFWM son las otras dos no linealidades intracanal surgidas del batido señal-síñal. Ambos fenómenos van a ser los efectos no lineales predominantes a velocidades de transmisión superiores a los 40 Gb/s. Se generan como consecuencia del solapamiento de pulsos en un mismo canal debido a su ensanchamiento por la dispersión cromática de la fibra, a la vez que se estimula el efecto Kerr de la misma. El IXPM o modulación de fase cruzada intracanal (*Intrachannel Cross-Phase Modulation*) explica la modulación de fase que sufre un pulso por variaciones en la intensidad de los pulsos adyacentes solapados con él. En la Ec.(4.13) los pulsos \vec{E}_2 y \vec{E}_3 se solapan con \vec{E}_1 debido a la GVD, y las variaciones en sus amplitudes modificarán la fase de \vec{E}_1 mientras se siga estimulando el efecto Kerr.

El IFWM (*Intrachannel Four-Wave-Mixing*) hace referencia al batido de tres pulsos distintos pertenecientes a un mismo canal óptico. Bajo ciertas condiciones, el batido entre estos tres pulsos puede generar un cuarto pulso, de amplitud aleatoria, conocido como pulso fantasma. En la Ec.(4.13) los pulsos \vec{E}_1 , \vec{E}_2 y \vec{E}_3 se batien entre sí y dan lugar a un cuarto pulso que se superpondrá con \vec{E}_1 . Sus consecuencias sobre los formatos de modulación varían en función de si son señales IM o PM. En las señales IM, los pulsos fantasma pueden caer sobre bits “0” generando un error en el decisor de bit del receptor. En las señales PM, al ser el tren de pulsos constante, se traducirán únicamente en un desplazamiento de fase de los intervalos de bit afectados. La penalización del IFWM en señales de intensidad modulada es mucho mayor que sobre señales de fase modulada [Keang-Po Ho, 2005].

Los efectos generados por el IXPM se traducirán en jitter de fase en el diagrama de ojo del receptor, mientras que el IFWM se visualizará en forma de jitter de amplitud. La figura 4.21 muestra las consecuencias generadas por ambas no linealidades intracanal.

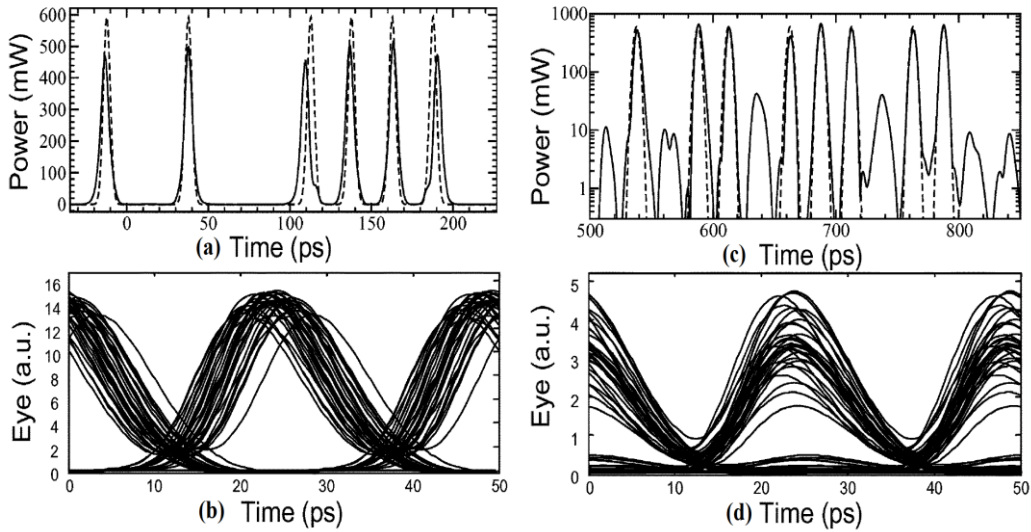


Figura 4.21: Efectos del IXPM e IFWM. Las imágenes superiores son las formas de onda y las inferiores los diagramas de ojo del receptor. En las figuras (a) y (b) se puede ver cómo el IXPM afecta a la fase de los pulsos; mientras que en (c) y (d) el IFWM genera pulsos de menor tamaño que los iniciales (pulsos fantasma). En los diagramas de ojo se observan el jitter de fase (IXPM) y el jitter de amplitud (IFWM) generados [Winzer P.J. *et al.*, 2006].

Hasta este momento solo se han descrito los efectos intracanal derivados del batido señal-sígnal. Pero otra serie de fenómenos no lineales surgen al considerar la presencia de ruido ASE superpuesto a la señal (batido señal-ASE). En la figura 4.22 se hace patente la diferencia en el perfil temporal de un pulso óptico sin ruido ASE (izquierda) y con ruido ASE (derecha). Las fluctuaciones que dicho ruido genera sobre la amplitud del pulso son potencialmente peligrosas en presencia del SPM, puesto que se traducirán inevitablemente en fluctuaciones aleatorias de su fase. Estas fluctuaciones de fase constituyen una nueva fuente de ruido denominado *NPN-Non Linear Phase Noise* [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

El NPN inducido por el SPM debido al batido señal-ASE se conoce también como *efecto Gordon-Mollenauer* [Keang-Po Ho, 2005] y es especialmente perjudicial sobre los sistemas que emplean modulaciones de fase a tasas de bit entre 1 y 10 Gb/s. De hecho, a estas velocidades el NPN es la principal razón de que las modulaciones de fase presenten peor rendimiento que las

modulaciones de intensidad en el régimen no lineal de la fibra [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005]. A 100 Gb/s el NPN inducido por el SPM no presenta una limitación importante, dado que a esas velocidades los efectos no lineales predominantes son el IXPM y el IFWM. No obstante, aunque el ruido de fase derivado del efecto Gordon-Mollenauer fuese una limitación a 100 Gb/s, este se encuentra correlado con la intensidad recibida, por lo que se podría aprovechar dicha correlación para compensar en recepción la distorsión generada sobre la señal óptica.

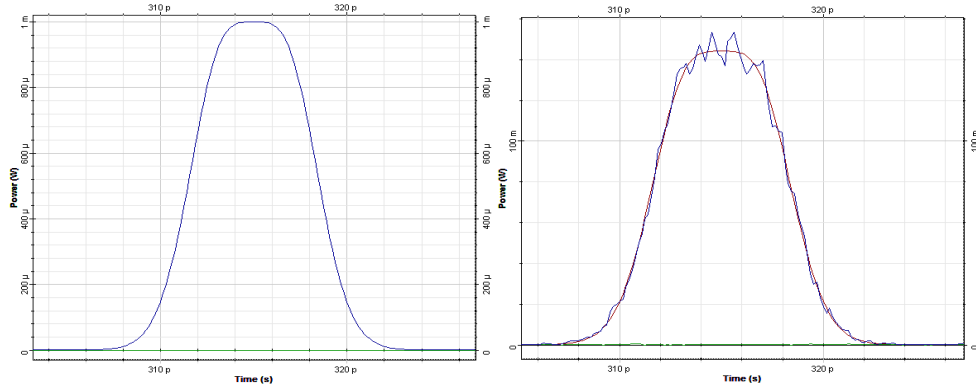


Figura 4.22: Pulso óptico sin ruido ASE (izquierda) y con ruido ASE (derecha). El batido señal-ASE genera NPN inducido por el SPM.

Efectos No Lineales Intercanal

Si se tienen en cuenta no solo las interacciones entre pulsos de un solo canal óptico, sino de todos los canales WDM que viajan por la misma fibra, aparecen una serie de nuevos fenómenos no lineales que deben ser descritos. Por lo tanto, en la ecuación 4.13 ahora el campo óptico global abarcará cada uno de los campos asociados a los diferentes canales WDM transmitidos y \vec{E}_1 , \vec{E}_2 y \vec{E}_3 serán tres canales distintos que interactúan entre sí:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{E}_1(z, t)}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 \vec{E}_1(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 \vec{E}_1(z, t)}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} \vec{E}_1(z, t) = \\ = \underbrace{j\gamma |\vec{E}_1|^2 \vec{E}_1}_{SPM} + \underbrace{2j\gamma \{|\vec{E}_2|^2 + |\vec{E}_3|^2\} \vec{E}_1}_{XPM} + \underbrace{j\gamma \vec{E}_1 \vec{E}_2 \vec{E}_3^*}_{FWM} \end{aligned} \quad [4.14]$$

En la interacción de \vec{E}_1 consigo mismo (SPM) se engloban los efectos no lineales intracanal descritos antes: el ISPM, el IXPM y el IFWM. Ahora bien, atendiendo a la interacción entre los distintos canales WDM aparecen dos nuevos fenómenos asociados al batido señal-signal: el XPM y el FWM.

El XPM responde a las siglas *Cross-Phase Modulation* o *Modulación de Fase Cruzada*. La fase de los pulsos del canal 1 puede verse modificada por variaciones en la intensidad de los pulsos de los canales 2 y 3 cuando sus pulsos están alineados temporalmente. Al igual que ocurría con el SPM, la modulación de fase cruzada conlleva un ensanchamiento del espectro óptico del canal afectado, por lo que contribuirá a reducir su tolerancia a la GVD a altas velocidades de transmisión, donde predomina el espectro de la modulación frente al de la fuente de luz.

La forma más fácil de reducir los efectos del XPM es aumentando la separación entre los canales WDM. Así, sus constantes de propagación serán lo suficientemente diferentes como para que cada canal se desplace a una velocidad distinta, evitando de esta manera la

coincidencia temporal entre los pulsos de los diversos canales. A medida que se aumente la tasa de bit la anchura temporal de los pulsos se reducirá, por lo que será más difícil que los pulsos de los distintos canales estén alineados durante un largo trayecto de fibra. Por encima de los 20 Gb/s el XPM dejará de ser un problema a la propagación en el régimen no lineal.

Considerando el batido señal-ASE en los canales 2 y 3, el XPM también puede inducir ruido de fase no lineal sobre el canal 1. Fluctuaciones aleatorias de intensidad debido al ruido ASE en los canales 2 y 3 se traducirán en ruido de fase en los pulsos del canal 1. Al contrario que con el efecto Gordon-Mollenauer, el NPN inducido por el XPM no se puede compensar, pero su impacto en la señal será mucho menor y no supone una gran limitación por encima de los 5 Gb/s.

El último efecto no lineal que queda por mencionar es el FWM o *Four-Wave Mixing* (Mezclado de Cuatro Ondas). Se genera, al igual que el XPM, como consecuencia de la dependencia no lineal de la polarización del campo eléctrico que viaja por la fibra; pero sus consecuencias sobre el sistema WDM son completamente diferentes. Al contrario que el SPM y el XPM, que generan un ensanchamiento espectral de las señales ya existentes en la fibra, el FWM será responsable de la generación de nuevas componentes de frecuencia óptica interferentes en las zonas espectrales ocupadas por las portadoras ópticas del sistema WDM. El término de Mezclado de Cuatro Ondas proviene de que en su descripción más general, el proceso implica la generación de una nueva onda como consecuencia de la interacción entre otras tres iniciales.

En la Ec.(4.14) los canales 1, 2 y 3 interactúan entre sí y dan lugar a un cuarto canal cuya frecuencia será una combinación lineal de las tres anteriores. La frecuencia generada puede coincidir con una ya existente o ser completamente nueva, sin solaparse con ningún canal WDM. En general, si están presentes N canales con N diferentes frecuencias y estimulan el FWM, el número de nuevas frecuencias generadas será:

$$M = \frac{1}{2}(N^3 - N^2) \quad [4.15]$$

A 100 Gb/s, el FWM podría aparecer levemente si se emplean fibras con bajo valor de dispersión (NZDSF⁺ con +4 ps/nm·km). Con fibras SSMF el rendimiento del sistema no se verá afectado por este fenómeno. Para estas velocidades el FWM no se llegará a convertir nunca en una limitación importante en el régimen no lineal de la fibra.

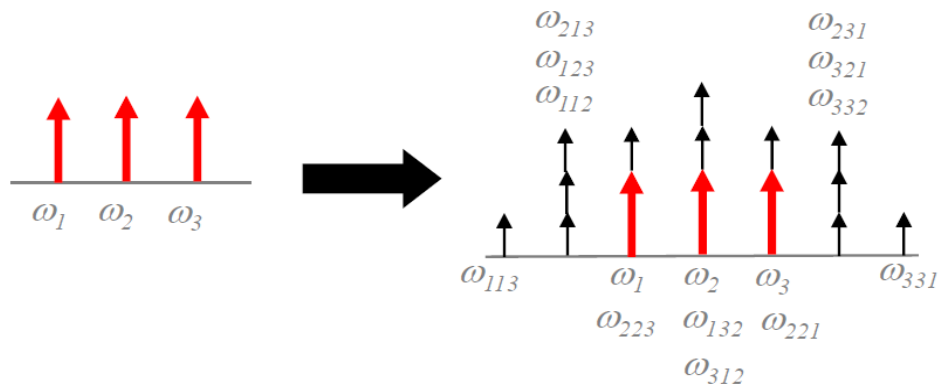


Figura 4.23: Interacción entre tres canales de pulsaciones ω_1, ω_2 y ω_3 . Aparecen nuevas frecuencias debido al FWM a partir de las tres iniciales. Los productos de intermodulación $\omega_{FWM} = 2\omega_j - \omega_k$ con $j, k = \{1, 2, 3\}$ son los casos degenerados al coincidir el nuevo tono con frecuencias ya existentes en el sistema WDM [Abellán, D.P. *et al.*, 2006].

Efectos No Lineales Predominantes a 100 Gb/s

Se ha hablado mucho de todos los tipos de no linealidades que pueden aparecer durante la propagación por la fibra (SBS, SRS, SPM, XPM...), pero no nos hemos centrado en destacar cuáles de ellos son las verdaderas limitaciones en el régimen no lineal a 100 Gb/s, la tasa de bit objetivo del proyecto.

Nuestro trabajo se centra en estudiar las diferentes limitaciones a la propagación por la fibra de una señal óptica de 100 Gb/s, por lo que debemos seleccionar y ser especialmente cautelosos con aquellas no linealidades que supongan un verdadero problema a estas velocidades. La tarea que nos traemos entre manos será pues realizar en un primer lugar una selección de las no linealidades predominantes a 100 Gb/s para centrarnos posteriormente en su estudio.

La siguiente figura es quizás una de las más relevantes de todo el proyecto. Realiza una clasificación de los diferentes efectos no lineales, colocándolos en las velocidades de transmisión y valores de dispersión donde predomina cada uno. Hace unas líneas se comentó cómo para el XPM, la tasa de bit y la dispersión cromática podían aumentar o reducir su presencia en un sistema WDM. Pues al igual que para él, el resto de no linealidades también dependen de ambos parámetros del sistema. Según la velocidad de transmisión y la dispersión de la fibra del enlace, la distorsión sobre las señales en el régimen no lineal será diferente pues ambos parámetros marcarán el tipo de no linealidad que predominará en el sistema.

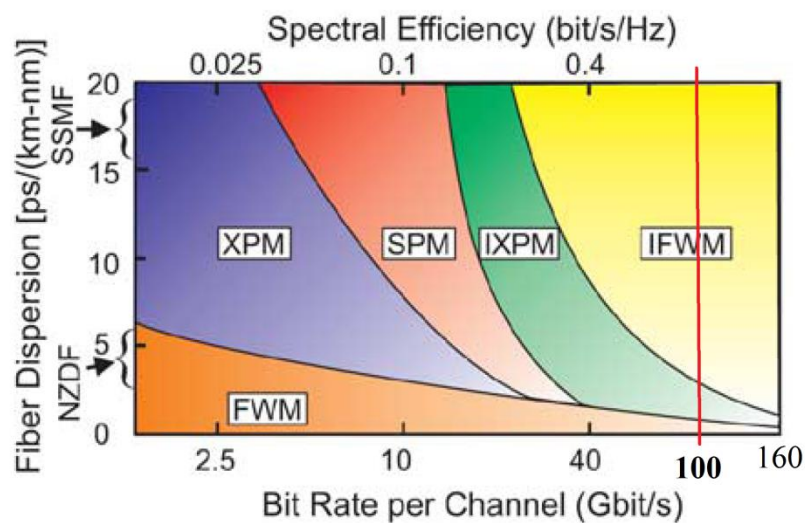


Figura 4.24: Clasificación de las diferentes no linealidades derivadas del efecto Kerr intracanal e intercanal para diferentes tasas de bit y diferentes valores de dispersión. La separación entre canales DWDM es de 100 GHz. A más de 40 Gb/s el *Intrachannel Cross-Phase Modulation* y el *Intrachannel Four-Wave Mixing* son las no linealidades predominantes [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

Las primeras redes WDM de banda ancha ofrecían unas velocidades por canal entre 1 y 10 Gb/s. A esas tasas de bit el SPM, XPM y FWM eran los efectos no lineales predominantes. Mientras que el XPM y el SPM destacaban sobre el FWM en fibras SSMF, éste lo hacía sobre las demás no linealidades en fibras NZDSF⁺. El NPN inducido por el SPM y el XPM debido al batido señal-ASE se convirtió en el causante de que a estas velocidades las modulaciones de intensidad mostrasen mejor rendimiento que las modulaciones de fase. El formato de modulación que más se utilizó en estas primeras redes fue el CSRZ debido a su gran tolerancia

al SPM, XPM, FWM y NPN, al suprimir en su espectro el pico de potencia de la portadora óptica.

El siguiente cambio generacional que sufrieron las redes WDM de alta velocidad fue de los 10 a los 40 Gb/s. La migración a estas velocidades supuso la aparición de nuevas limitaciones a la propagación en el régimen no lineal: los efectos no lineales intracanal derivados del solapamiento entre pulsos dispersados, el IXPM y el IFWM (pulsos fantasma). Pero en fibras de dispersión desplazada quedaría algún resquicio de las consecuencias generadas por el FWM.

En la actualidad, el panorama vuelve a cambiar al realizar el salto de los 40 a los 100 Gb/s. En fibras SSMF predominará claramente el IFWM induciendo jitter de amplitud, mientras que para fibras de baja dispersión predominará el IXPM induciendo jitter de fase. Sobrepasando la frontera de los 100-Gb/s, el predominio del IFWM sobre el resto de no linealidades termina siendo absoluto, tanto para fibras SSMF como NZDSF⁺.

Independientemente del tipo de no linealidad que degrade la señal de alta velocidad, hay una consecuencia común a todas ellas, con un impacto directo sobre el rendimiento del sistema. Una vez que se comience a trabajar en el régimen no lineal de la fibra, la capacidad que se puede alcanzar irá disminuyendo a medida que se aumente la potencia en los canales WDM. A partir de un determinado valor, si se aumenta la potencia óptica lanzada al enlace se estimulará cada vez más el efecto Kerr reduciendo la capacidad del sistema.

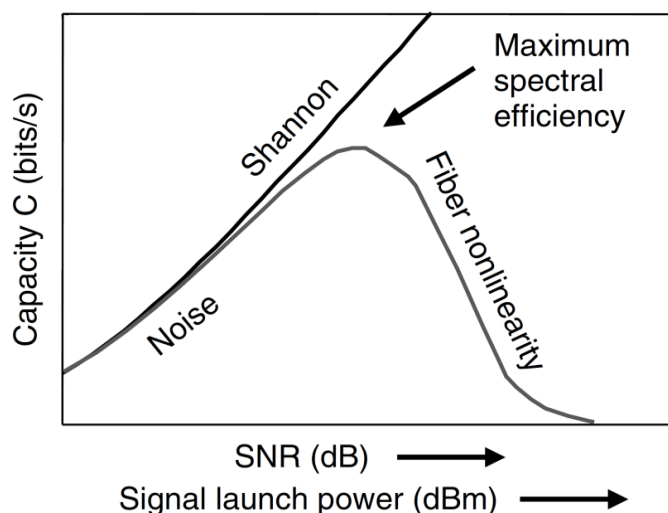


Figura 4.25: Representación esquemática de la capacidad de canal frente a la SNR transmitida. Se alcanza la máxima capacidad en la frontera entre el final del régimen lineal y el inicio del régimen no lineal. A partir de ese valor, si se aumenta la potencia óptica lanzada en transmisión, la capacidad observada se reducirá [Agrawal, P.G., 2010].

6.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El estudio práctico recogido en las siguientes páginas tiene como principal objetivo estudiar el impacto del IXPM e IFWM sobre los formatos avanzados de modulación óptica a 100 Gb/s, y comparar la tolerancia a las no linealidades entre las modulaciones de intensidad y las modulaciones de fase.

La batería de pruebas realizadas con el OptiSystem recoge una inmensa cantidad de resultados de simulación. Con el fin de no descentrar al lector del objetivo principal no se han incluido

todas las pruebas realizadas en el régimen no lineal. No obstante, aunque no se analicen en este apartado todas esas simulaciones, sí que se incluirán en otras partes de la memoria en un contexto más propicio para ello.

Puesto que se pretende comprobar qué efectos no lineales intracanal e intercanal aparecen a 100G, se han dividido las simulaciones en transmisiones monocanal y transmisiones DWDM. También se tendrán en cuenta distintos tipos de fibras, SSMF y NZDSF⁺, para verificar cómo cambian las no linealidades con diferentes valores de dispersión en el enlace. Las conclusiones finales obtenidas tendrán que corroborar que a 100 Gb/s:

- Los efectos no lineales predominantes son el IXPM e IFWM.
- Los formatos de fase ofrecen mejor rendimiento que los de intensidad en el régimen no lineal de la fibra, tanto en sistemas monocanal como DWDM.

Todas las pruebas se realizan sobre un único vano de transmisión, con una distancia objetivo de 80 km. Se lleva a cabo una compensación pasiva de la dispersión cromática, mediante fibra DCF, calculada para compensar la dispersión cromática de forma completa a la frecuencia referencia (193,1 THz). Los valores de las fibras SSMF y NZDSF⁺ se corresponden con las hojas de especificaciones de las fibras comerciales SSMF28e+ y LEAF respectivamente, ambas de la empresa Corning [Corning Inc., 2011]. Los parámetros de la fibra compensadora se toman de las especificaciones del módulo compensador DCM-80-SMF-C, también comercializado por la misma empresa [Corning Inc., 2002].

Tipo de fibra	D [ps/(nm·km)]	S [ps/(nm ² ·km)]	A_{TH} [dB]	A_{eff} [μm ²]	$n_2 \times 10^{-20}$ [m ² /W]	D_{PMD} [ps/km ^{1/2}]
SSMF	+17	+0.088	0.2	80	2.60	< 0.1
NZDSF⁺	+4	+0.084	0.2	72	3.53	< 0.1
DCF	-100	-0.34	0.62	20	2.8	--

Tabla 4.11: Parámetros de las fibras configuradas en las simulaciones.

Al contrario que en las anteriores simulaciones, donde se estudiaba cada limitación (GVD, filtrado, PMD) de forma aislada al resto de perturbaciones, en este caso no se puede realizar el estudio de las no linealidades bajo la misma premisa, aisladas del resto de limitaciones. El ruido ASE, la dispersión cromática, la PMD y la distorsión por filtrado modifican el espectro y forma de onda de las señales influyendo inevitablemente en la tolerancia de los formatos a los efectos no lineales. Por lo tanto, si se pretenden obtener resultados coherentes se tendrán que dejar activadas cada una de ellas en el esquema simulado.

La tolerancia de los formatos de modulación a las no linealidades de la fibra depende de multitud de parámetros del sistema, como se acaba de señalar, por lo que la comparación que se va a realizar puede tener cierto carácter subjetivo al estar sujeta a la red configurada para las simulaciones.

No podemos estudiar la tolerancia de los diferentes formatos al régimen no lineal comparando su BER, debido a la diferencia de sensibilidades entre ellos. Una de las formas más sencillas de realizar dicho estudio es comparando la penalización inducida en la OSNR para diferentes valores de potencia óptica lanzada a la fibra.

6.2.1 ANÁLISIS EN TRANSMISIONES MONOCANAL

El esquema de red para las simulaciones monocal es el representado en la figura 4.26. El bloque transmisor se acompaña de un EDFA en configuración de booster con el fin de poder variar la potencia óptica de entrada a la fibra y hacer trabajar al sistema en el régimen lineal y no lineal. Otra posibilidad de pasar de un régimen a otro es variando la potencia del láser del transmisor, pero conllevaría problemas de estabilidad sobre la señal así generada (ruido RIN).

El subsistema receptor estará precedido de un preamplificador y un filtro óptico paso banda para filtrar el ruido ASE del canal. Se hace uso de la detección directa para recuperar las señales de intensidad modulada (sistema IMDD) y de la detección diferencial interferométrica para las señales de fase modulada DPSK+DD y DQPSK+DD. La detección coherente es más difícil de implementar, por eso se ha optado por la detección directa tanto para señales IM como PM. Al igual que ocurría en el estudio de otras perturbaciones, la tolerancia a las no linealidades de PSK/DPSK y QSPK/DQPSK es la misma dado que su espectro y forma de onda es idéntico en ambos casos.

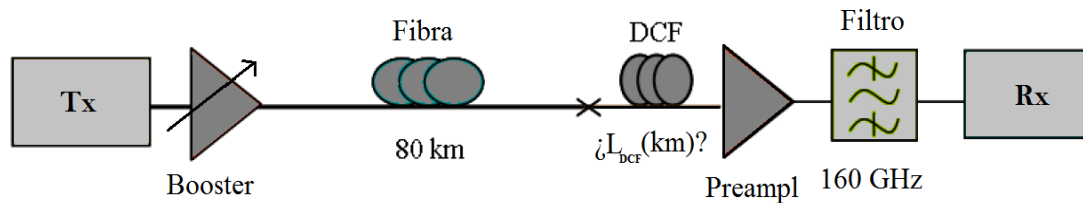


Figura 4.26: Esquema del enlace óptico utilizado en las simulaciones monocal para el estudio de la tolerancia de los diferentes formatos al IXPM e IFWM a 100 Gb/s.

Se emite la señal a una frecuencia de 193,1 THz (1552,52 nm), la misma que en pruebas anteriores. Se emplea esta frecuencia ya que es la establecida por la ITU como frecuencia central para la planificación espectral de sistemas DWDM [ITU-T Rec. G.694.1, 2012]. El espectro del ruido ASE se sitúa en torno a dicha frecuencia y se extiende cubriendo todo el espectro de transmisión, tanto en las simulaciones monocal como DWDM. Dicho ruido es filtrado en recepción por el filtro óptico paso banda de entrada, con 160 GHz de ancho de banda.

La razón de este ancho de banda ya se justificó en el apartado del cálculo de la sensibilidad (sección 2). Como las modulaciones binarias tienen un lóbulo principal a 100 Gb/s de unos 200 GHz, si se desea integrarlas en sistemas DWDM, la separación espectral mínima entre canales deberá ser evidentemente de 200 GHz. Según las especificaciones de la ITU en su Rec. G.694.1 el ancho de banda de los filtros de los mux/demux para esta separación entre canales debe ser de 160 GHz. Además, para compararlas con los formatos multinivel se debe escoger un ancho de banda en el filtro que no distorsione las señales binarias. Un ancho de banda menor no permitiría comparar las modulaciones binarias con las multinivel de forma objetiva.

La longitud de la fibra compensadora (a 193,1 THz) depende del tipo de fibra empleada, SSMF o NZDSF⁺, dado que cada una tiene coeficientes de dispersión diferentes. Haciendo uso de la Ec.(4.9) se podrán calcular dichas longitudes, que en el caso SSMF será de 13.6 Km y en el caso NZDSF⁺ será de 3.2 Km.

La comparación de la tolerancia al IXPM e IFWM de los diferentes formatos la podemos visualizar con dos pruebas. La primera calcula la evolución de la penalización de la OSNR con la potencia óptica de entrada a la fibra SSMF. Cada traza es una modulación diferente y de esta forma se podrá saber a simple vista qué formatos son los más tolerantes a las no linealidades intracanal.

En la segunda prueba se calcula la tabla 4.12, donde se compara para cada formato y para cada tipo de fibra la potencia óptica necesaria para generar una penalización en la OSNR de 2 dB por no linealidades intracanal. La segunda prueba está enfocada principalmente a comparar la tolerancia sobre la fibra NZDSF⁺ y comprobar así que el orden de tolerancias entre los diferentes formatos al IXPM e IFWM no depende del tipo de fibra empleada.

La complejidad de las dos pruebas residió en calcular la penalización en la OSNR según se variaba la potencia óptica de entrada a la fibra, pues el diagrama de ojo no nos aportaba dicha medida. Tuvimos que recurrir a la siguiente idea: para cada formato se debía calcular previamente en qué potencia comenzaba el régimen no lineal y posteriormente asociar las variaciones en el parámetro Q con variaciones en la OSNR. Los pasos seguidos fueron los siguientes:

- 1) Calcular el Q_{MAX} para cada formato asociado con su potencia óptica correspondiente. Este cálculo permite conocer el final del régimen lineal y el inicio de la penalización por no linealidades.
- 2) Para potencias ópticas superiores a la calculada anteriormente, se debe relacionar las variaciones en Q con variaciones en la SNR eléctrica, las cuales coincidirán numéricamente con la penalización sufrida en la OSNR. La expresión que permite calcular dicha penalización es [Keang-Po Ho, 2005]:

$$\underbrace{\delta_{OSNR}(Q)}_{\substack{\text{RÉGIMEN} \\ \text{NO LINEAL}}} = \underbrace{\Delta SNR(Q)}_{\substack{\text{EXPRESIÓN VÁLIDA CON} \\ \text{RUIDO ASE PREDOMINANTE}}} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{Q_{MAX}^2 + \sqrt{2}Q_{MAX}}{Q^2 + \sqrt{2}Q} \right] \quad [4.16]$$

Pongamos un ejemplo con la modulación NRZ-OOK. Comenzaríamos la simulación variando la potencia de la señal emitida entre 0 y 15 dBm. Al terminar, generaríamos una tabla que relacionase cada valor de potencia de entrada a la fibra con el parámetro Q obtenido en el receptor. De esta forma se podrá calcular el Q_{MAX} obtenido y con qué potencia óptica de entrada a la fibra se corresponde. Para NRZ+DD, el valor máximo de Q es de 20.89 y se alcanza con 4.16 dBm lanzados a la fibra.

A partir de ese momento, si se sigue aumentando la potencia lanzada a la fibra, se comenzará a degradar la OSNR por no linealidades. Por lo tanto, el parámetro Q comenzará a bajar y con la ecuación 4.16 se podrá relacionar cada valor de potencia del régimen no lineal con su penalización correspondiente en la OSNR. Haciendo esto con todos los formatos se obtiene finalmente la gráfica 4.27.

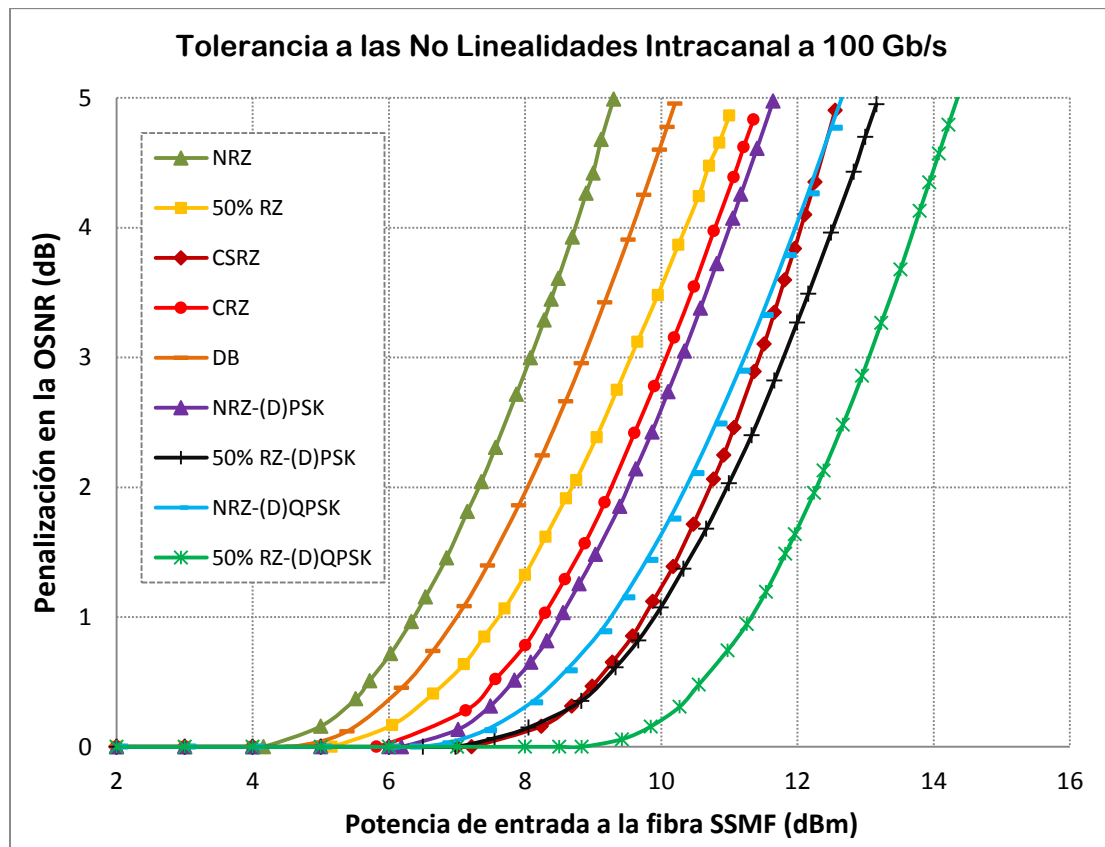


Figura 4.27: Penalización de la OSNR debido a las no linealidades intracanal de la fibra. Los formatos de fase (D)PSK y (D)QPSK junto con la señal CSRZ son los que mejor tolerancia muestran. La fibra empleada para esta gráfica fue la SSMF. En el caso NZDSF⁺ el orden de tolerancias entre formatos no variará.

Repetiendo los pasos de la prueba anterior sobre una fibra NZDSF⁺, es fácil calcular la potencia óptica requerida en transmisión para inducir en la OSNR de cada modulación una degradación por no linealidades intracanal de 2 dB. La tabla 4.12 recoge los resultados de la segunda prueba.

Formatos de Modulación	Potencia de entrada en la fibra SSMF (2-dB pen.)	Potencia de entrada en la fibra NZDSF ⁺ (2-dB pen.)
NRZ	7,3 dBm	5,7 dBm
50% RZ	8,6 dBm	7,8 dBm
CSRZ	10,6 dBm	10,3 dBm
CRZ	9,2 dBm	8,5 dBm
DB-PSBT	8,0 dBm	7,2 dBm
NRZ-(D)PSK	9,5 dBm	9,2 dBm
50% RZ-(D)PSK	10,9 dBm	10,5 dBm
NRZ-(D)QPSK	10,3 dBm	10,0 dBm
50% RZ-(D)QPSK	12,4 dBm	12,1 dBm

Tabla 4.12: Potencia máxima de entrada a la fibra correspondiente a una penalización en la relación señal-a-ruido óptica de 2 dB por no linealidades intracanal (100 Gb/s).

Tanto en la gráfica 4.27 como en la tabla 4.12 se puede ver que los formatos de fase y la modulación CSRZ son los que más resistencia muestran a la degradación inducida por el IXPM e IFWM. En general, los formatos de intensidad modulada sufren una fuerte penalización al IFWM con potencias superiores a 10 dBm. Los pulsos fantasma generados por este fenómeno se superponen a los bits “0” aumentando rápidamente la probabilidad de error de bit del sistema.

De todos los formatos OOK, únicamente la modulación CSRZ muestra una mayor resistencia al régimen no lineal, comparable a las señales RZ-(D)PSK. Altas potencias de transmisión sobre cortos alcances de propagación revelan que CSRZ es capaz de suprimir el IFWM gracias a la alternancia en la fase óptica generada entre bits consecutivos. Como el IFWM depende de la fase relativa entre pulsos, se podrían generar una gran variedad de nuevos formatos de intensidad con una modulación de fase auxiliar para suprimir parcialmente los efectos del IFWM. Pero dicho esfuerzo no merece la pena, dado que las modulaciones de fase ya consiguen ese objetivo mostrando a su vez una sensibilidad superior.

Hay una diferencia de rendimiento apreciable en el régimen no lineal entre los formatos RZ y NRZ. Comparando NRZ vs 50% RZ, NRZ-(D)PSK vs 50% RZ-(D)PSK y NRZ-(D)QPSK vs 50% RZ-(D)QPSK, llama la atención cómo las portadoras con menor ciclo de trabajo tienen una mayor tolerancia al IFWM e IXPM. Evidentemente un menor ciclo de trabajo reduce el ancho temporal de los pulsos propagados, por lo que se reducirán las interacciones pulso-a-pulso causantes de que aparezcan las no linealidades intracanal. En el capítulo siguiente se hará un análisis en profundidad del ciclo de trabajo para las modulaciones de fase en cuadratura.

Es curiosa la comparación entre potencias de la tabla 4.12. En la fibra NZDSF⁺ se alcanza la penalización de 2 dB con menos potencia óptica que en la fibra SSMF. Pero, ¿a qué puede deberse este fenómeno? La respuesta se encuentra escondida principalmente en tres motivos:

- El primero es que la fibra NZDSF⁺ tiene un coeficiente de dispersión cromática menor, por lo que los pulsos necesitarán más distancia de fibra para dispersarse y su pico de potencia tardará más en bajar que en las fibras SSMF. Consecuentemente, para una misma potencia óptica de entrada el efecto Kerr se estimulará durante una mayor longitud en la fibra NZDSF⁺.
- El segundo motivo es que la fibra de dispersión desplazada tiene un área efectiva menor que la fibra SSMF, por lo que para un mismo valor de potencia óptica la intensidad en el núcleo de la fibra NZDSF⁺ será mayor.
- El tercer motivo es que el índice de refracción no lineal en la fibra NZDSF⁺ es mayor que en la fibra SSMF, por lo que el efecto Kerr será más acentuado en NZDSF⁺.

Consecuencias del IXPM e IFWM en señales IM y PM a 100 Gb/s

Si se analiza el espectro de todas las modulaciones al inicio y al final del vano de transmisión (para SSMF y NZDSF⁺) no se observará ningún aumento de su ancho de banda, lo que es un claro indicador de que no hay ningún rastro de SPM a 100 Gb/s. De la figura 4.24 se desprende que a 100 Gb/s, en fibras SSMF predominará el IFWM induciendo pulsos fantasma y en fibras NZDSF⁺ predominará el IXPM generando desplazamientos de fase sobre los pulsos de la portadora óptica. Sin embargo, las consecuencias generadas por ambos fenómenos serán diferentes según se trabaje con señales de amplitud o de fase modulada.

Los pulsos fantasma producidos por el IFWM inducen únicamente jitter de amplitud en las señales IM. La amplitud aleatoria de los pulsos fantasma interfiere sobre los bits de la señal unas veces de forma destructiva y otras de forma constructiva, por lo que en el perfil temporal de la modulación se verán pulsos ópticos de diversa amplitud. En el diagrama de ojo esto se traducirá exclusivamente en jitter de amplitud.

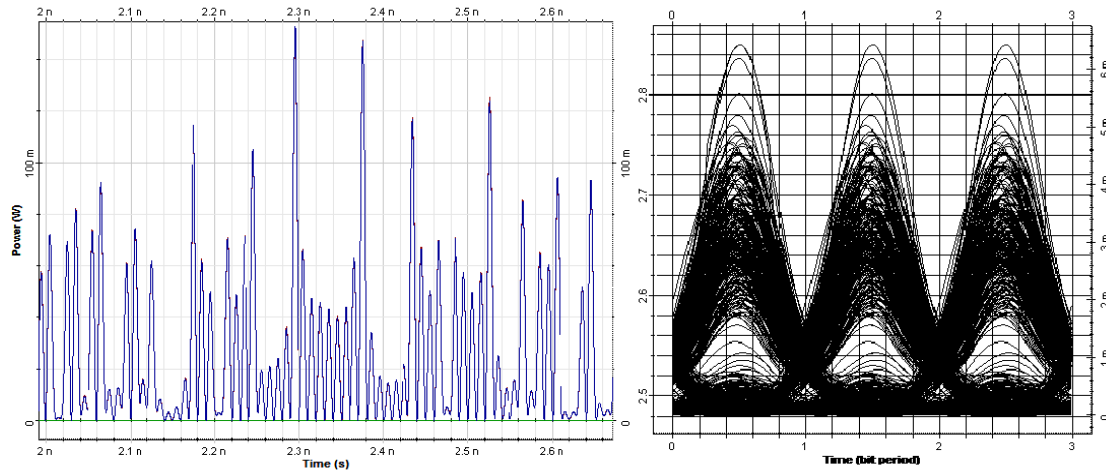


Figura 4.28: Forma de onda y diagrama de ojo de la señal CSRZ a 100 Gb/s afectada por el IFWM. El jitter de amplitud es el causante de que se cierre el diagrama de ojo.

En las señales de fase modulada, los pulsos fantasma interfieren sobre un tren de pulsos de envolvente constante, por lo que su solapamiento se traducirá no solo en variaciones de amplitud, sino también de fase. Por eso, en el diagrama de ojo aparece jitter de amplitud y jitter de fase.

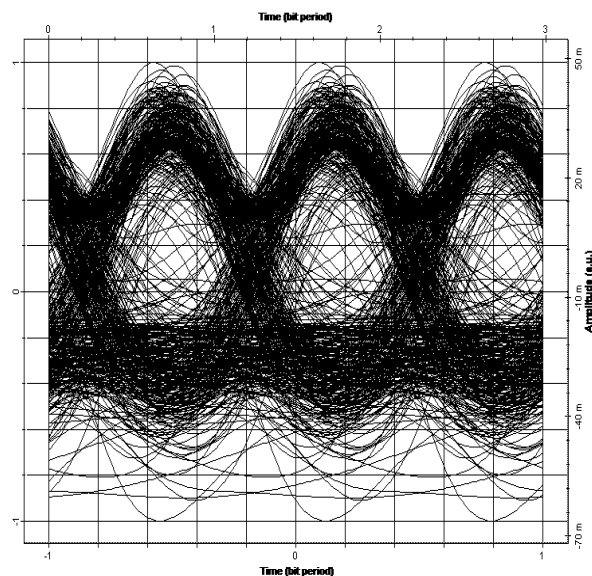


Figura 4.29: Diagrama de ojo de la señal NRZ-DPSK a 100 Gb/s afectada por el IFWM. Se cierra debido al jitter de amplitud y de fase existente.

En las fibras NZDSF⁺ predomina el IXPM, y a diferencia que el IFWM, este efecto no lineal intracanal produce las mismas consecuencias en los formatos IM y PM: desplazamientos en la fase de los pulsos ópticos, que se traducirán en jitter de fase en el diagrama de ojo. En el capítulo siguiente se estudiará más a fondo su impacto en los formatos de fase en cuadratura y

se descubrirán las razones de por qué, bajo ciertas condiciones, surge una diferencia de tolerancias al IXPM entre QPSK y DQPSK, a pesar de que ambas compartan la misma forma de onda y espectro.

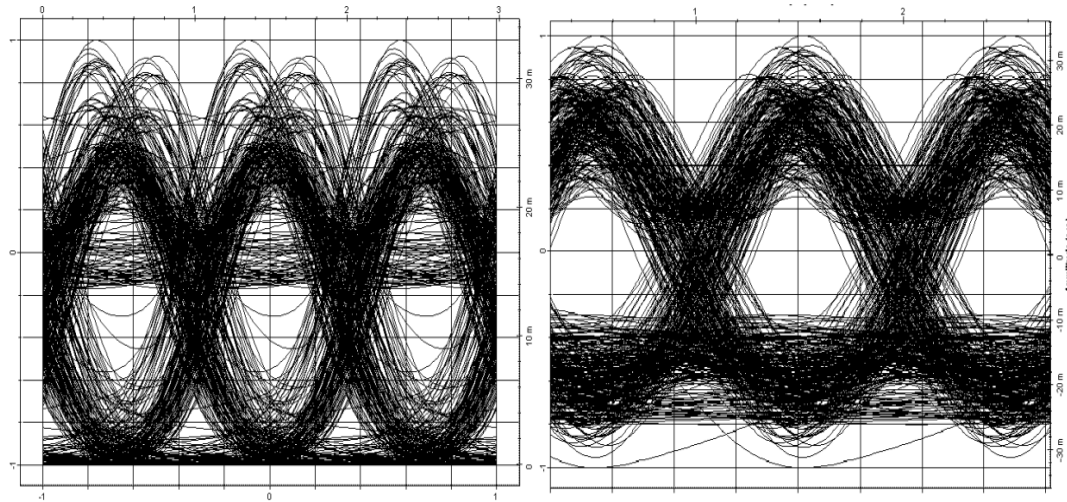


Figura 4.30: Diagramas de ojo de las señales NRZ (izquierda) y NRZ-DPSK (derecha), ambas afectadas por el jitter de fase inducido por el Intrachannel Cross-Phase Modulation.

Hemos hablado bastante de los efectos no lineales intracanal a 100 Gb/s, pero no nos hemos parado a pensar qué pasará en los sistemas DWDM, donde nos podríamos ver afectados por las no linealidades intercanal: el XPM y el FWM. En caso de que aparezcan, ¿predominarán sobre el IXPM-IFWM o no? Las siguientes líneas nos aclararán la respuesta.

6.2.2 ANÁLISIS EN TRANSMISIONES DWDM

En general las comunicaciones ópticas de banda ancha no se basan en transmisiones monocal sino que suelen estar enfocadas hacia los sistemas multiplexados en longitud de onda. La tendencia en la actualidad es intentar aumentar la EE de estos sistemas a costa de reducir la separación espectral entre canales ópticos y de aumentar su capacidad agregada. De los antiguos sistemas CWDM con una separación de 20 nm entre canales, se ha pasado a los actuales sistemas DWDM de 100 y 50 GHz (menos de 0,8 nm @ 1550 nm), lo que a 100 Gb/s por canal se traduce en intentar conseguir una EE de 1-2 b/s/Hz sobre estas nuevas redes.

El estudio del régimen no lineal de la fibra en este apartado está centrado en estos sistemas DWDM, por lo que sus conclusiones serán mucho más objetivas y realistas que las anteriores ya que tienen en cuenta tanto las interacciones intracanal como intercanal. Aunque al trabajar con señales binarias de 100 Gb/s se requerirá una separación entre canales mínima de 200 GHz (0.5 b/s/Hz), por lo que las simulaciones DWDM de este apartado no contarán con la EE que se pretende conseguir en estas redes. Este es el principal motivo por el que **a 100 Gb/s se han terminado imponiendo los formatos con mayor eficiencia espectral frente al resto de opciones.**

El esquema con el que trabajaremos en las simulaciones se muestra en la figura 4.31, muy similar a la red monocal del apartado anterior. La única diferencia es que ahora al tener varios transmisores y receptores se deberá incluir en el sistema el correspondiente mux/demux. Los filtros empleados en estos dispositivos siguen siendo gaussianos de 2º orden y con una banda de paso de 160 GHz, acorde con las especificaciones ITU para una separación entre canales de

200 GHz [ITU-T Rec. G.694.1, 2012]. Se configura el sistema con 8 canales ópticos diferentes, a 100 Gb/s cada uno, con la siguiente planificación frecuencial:

$$\underbrace{192,5 \text{ THz}}_{\text{CANAL 1}}, \underbrace{192,7 \text{ THz}}_{\text{CANAL 2}}, \underbrace{192,9 \text{ THz}}_{\text{CANAL 3}}, \underbrace{193,1 \text{ THz}}_{\text{CANAL 4}}, \dots, \underbrace{193,9 \text{ THz}}_{\text{CANAL 8}}$$

El enlace óptico se compone de un único vano de transmisión de 80 km más fibra compensadora. La red es idéntica a la de las simulaciones monocanal, y al igual que antes se comparará la tolerancia a las no linealidades tanto para fibras de alta como de baja dispersión (SSMF vs NZDSF⁺). Al ser la dispersión de cada una diferente, habrá que asegurarse de que el XPM y el FWM no aparecen en ninguna de ellas. En los siguientes capítulos, donde se trabajará con señales (D)QPSK integradas sobre sistemas DWDM en las rejillas de 100 y 50 GHz, se tendrá que volver a analizar si se genera XPM o FWM para esa separación entre canales. Los receptores empleados son de detección directa para todos los formatos (por eso las modulaciones de fase simuladas son las de fase diferencial, pero la tolerancia al XPM y FWM será la misma en PSK y QPSK al tener idéntica forma de onda y espectro).

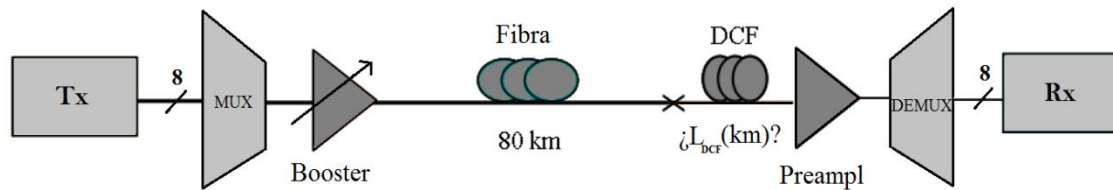


Figura 4.31: Esquema del enlace óptico utilizado en las simulaciones DWDM para el estudio de la tolerancia de los diferentes formatos a las no linealidades intercanal.

Para comprobar si con una separación entre canales de 200 GHz aparece XPM o FWM, según la figura 4.24, habrá que hacer las simulaciones correspondientes sobre fibra NZDSF⁺, al ser la de menor dispersión. Cuanto más parecida sea la velocidad de propagación entre los diferentes canales más se favorecerá la aparición de los efectos no lineales intercanal.

Con una potencia óptica por canal de 13 dBm uno se asegura de estar trabajando en el régimen no lineal de la fibra, de manera que observando el espectro óptico al inicio y al final del vano se podrá comprobar si aparece o no XPM y/o FWM. Puesto que en la sección anterior se verificó que a 100 Gb/s no aparece SPM, si se observase un aumento del BW de los canales ópticos sería por la presencia de XPM. Cada canal DWDM estaría induciendo una modulación de fase en los canales adyacentes y consecuentemente aumentaría su ancho de banda.

El mejor canal de todos para comprobar la presencia del XPM es el canal central (193,1 THz), ya que sería el que sufriría una mayor degradación debido a este fenómeno. Tras medir su ancho de banda al inicio y al final del vano no se observó ningún incremento del mismo, por lo que automáticamente se puede concluir que a 100 Gb/s y para una separación entre canales de 200 GHz **no hay modulación de fase cruzada**.

Por otro lado, observando el espectro DWDM completo de entrada y de salida de la fibra se puede comprobar fácilmente si se han generado nuevas componentes espectrales debido al FWM (figura 4.32). Aparecen nuevas componentes espectrales de muy baja potencia fuera de la banda DWDM, pero todos los canales permanecen intactos, por lo que **tampoco se aprecia presencia del FWM en la banda de transmisión**.

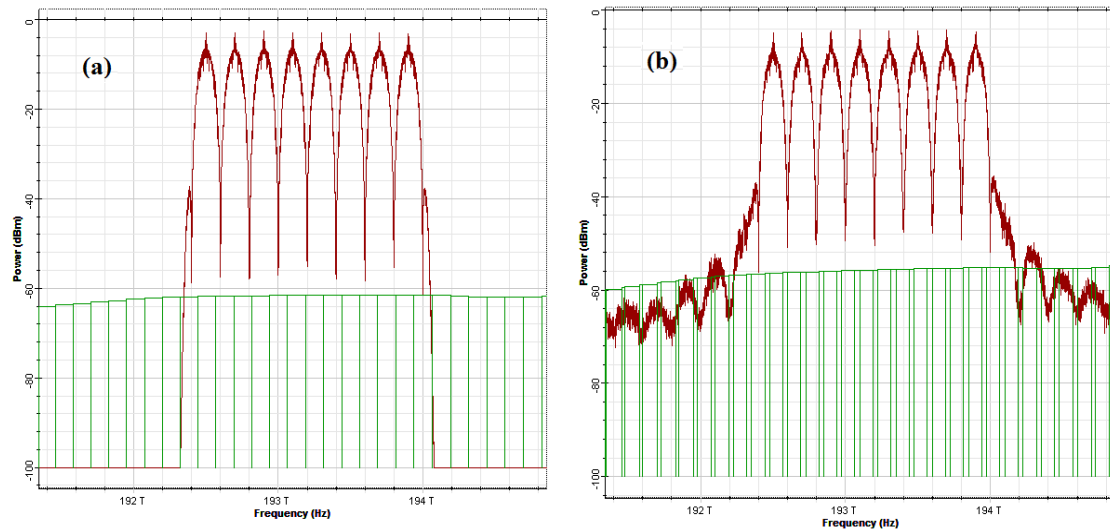


Figura 4.32: Espectro de 8 canales DWDM NRZ-DPSK a 100 Gb/s cada uno, con una separación espectral de 200 GHz. (a) Espectro a la entrada del vano NZDSF⁺. (b) Espectro a la salida del vano NZDSF⁺, tras el preamplificador.

Estos resultados pueden variar reduciendo la separación entre los canales ópticos a 100 o 50 GHz, situación que se analizará en el siguiente capítulo con los formatos (D)QPSK, cuya eficiencia espectral permitirá reducir la distancia entre canales DWDM por debajo de los 200 GHz. No obstante, ya adelantamos que **en las rejillas de 100 y 50 GHz tampoco sufriremos degradación por XPM o FWM en ningún tipo de fibra.**

Al no estar limitados en el régimen no lineal de la fibra por las no linealidades intercanal, los efectos no lineales predominantes a 100 Gb/s seguirán siendo el *Intrachannel Cross-Phase Modulation* y el *Intrachannel Four-Wave Mixing* estudiados en la sección anterior, por lo que las conclusiones obtenidas en las simulaciones monocanal en relación con la tolerancia de los formatos al régimen no lineal se pueden extrapolar a los sistemas multiplexados en longitud de onda densa. De hecho, el orden de tolerancias no variará entre las distintas modulaciones.

Recalculando la gráfica 4.27 sobre la red DWDM de 0.5 b/s/Hz se obtienen los mismos resultados. Las modulaciones de fase y la señal CSRZ seguirán siendo las más tolerantes a las no linealidades, predominando el IFWM para fibras SSMF y el IXPM para fibras NZDSF⁺. Al igual que antes, los formatos con portadora RZ ofrecerán mejores prestaciones que los NRZ.

Con 8 canales de transmisión la potencia total lanzada a la fibra será mucho mayor que en una comunicación monocanal, por lo que se comenzará a degradar antes la relación señal-a-ruido óptica. Por ejemplo, si para el formato NRZ en una transmisión monocanal comenzaba el régimen no lineal con 4.16 dBm, en DWDM con solo 3 dBm/canal ya se comienza a ver una penalización en la OSNR por no linealidades. No nos debemos asombrar ante tal hecho, dado que para 3 dBm/canal se está introduciendo realmente en la fibra una potencia total de:

$$3 \text{ dBm} + 10 \log(8 \text{ canales}) = 12 \text{ dBm}$$

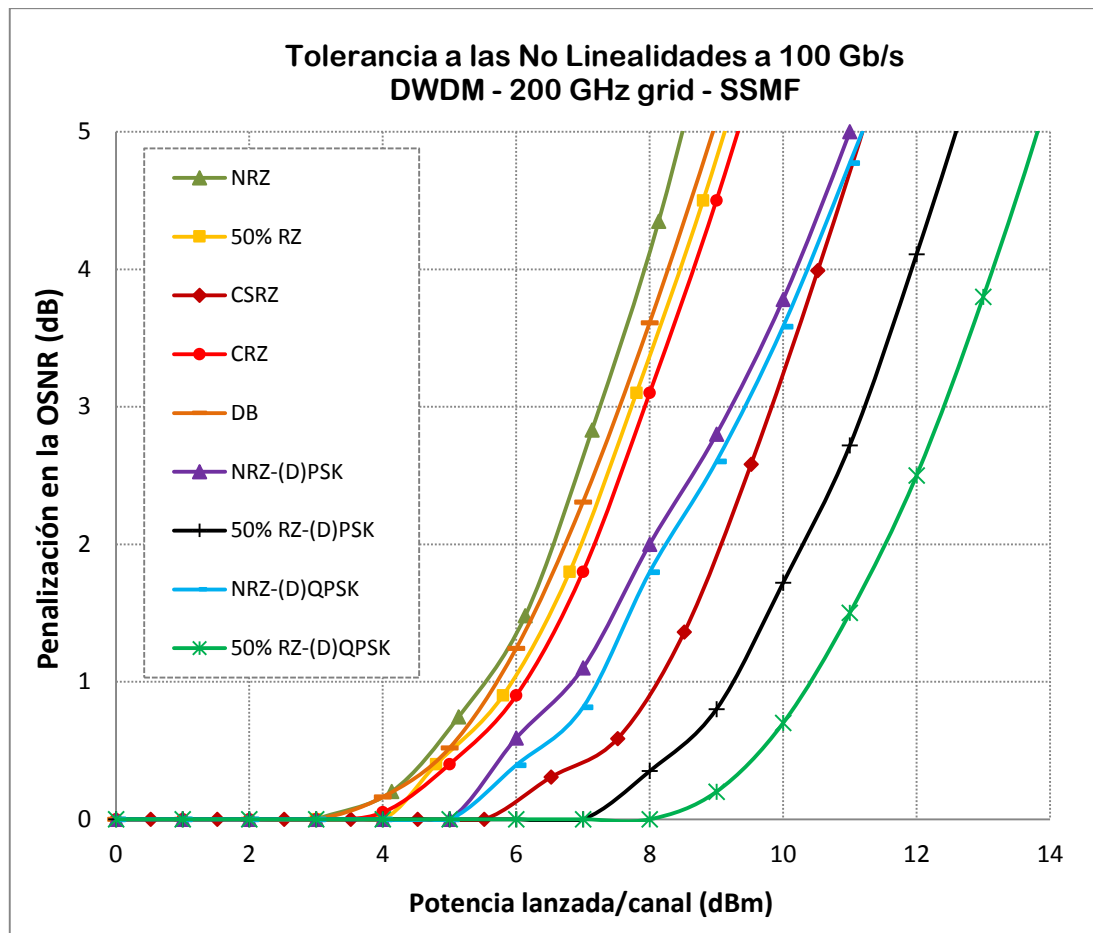


Figura 4.33: Penalización de la OSNR debido a las no linealidades de la fibra en un sistema DWDM de 8 canales ópticos a 100 Gb/s cada uno y separados 200 GHz. Enlace de un vano de transmisión de 80 km sobre fibra SSMF. Los resultados en NZDSF⁺ son prácticamente idénticos.

7. RENDIMIENTO GLOBAL Y EFICIENCIA ESPECTRAL DE LOS FORMATOS DE MODULACIÓN EN UN VANO DE AMPLIFICACIÓN

A lo largo del capítulo se han analizado una a una todas las limitaciones a la propagación por la fibra de una señal óptica de 100 Gb/s. Se ha estudiado su sensibilidad en recepción, tolerancia al filtrado, a la dispersión cromática, a la PMD y a las no linealidades de la fibra. Y a pesar de todas las comparaciones realizadas, no se ha llegado a caracterizar el rendimiento real que muestra cada formato de modulación sobre un vano de transmisión. El análisis de la probabilidad de error de bit obtenida en recepción con cada uno de los formatos permitirá conocer cuáles de ellos ofrecen mejores prestaciones a 100 Gb/s sobre sistemas DWDM con una baja separación espectral entre canales, teniendo en cuenta todas las limitaciones estudiadas anteriormente de forma simultánea.

Este es el objetivo que se perseguía desde el principio del capítulo, y para ello, como acabamos de mencionar, se deben tener en cuenta todas las posibles perturbaciones que afectan a la propagación de las señales de alta velocidad. Es evidente que si uno pretende hacerse una idea del rendimiento global obtenido con cada modulación, no se puede considerar cada perturbación

de forma aislada, sino que se deben evaluar los diferentes formatos en el contexto del sistema en el que están operando. Las diversas perturbaciones que afectan a una señal óptica interactúan entre sí, por lo que se tienen que considerar todas en conjunto.

El esquema de red sobre el que se apoyan las simulaciones de esta sección es idéntico al mostrado en la figura 4.31, un sistema DWDM de 8 canales ópticos a 100 Gb/s cada uno y una red de un solo vano de transmisión de 80 km de distancia. Para que el análisis sea lo más objetivo y completo posible se tendrá que considerar el estudio sobre fibras de diferente dispersión cromática: SSMF y NZDSF⁺.

Se medirá el rendimiento de cada formato en función de dos parámetros del sistema: el BER y el factor Q. Al trabajar con sistemas DWDM se hará la comparación entre los distintos formatos atendiendo al rendimiento que muestran en todos los canales: tanto en el canal central, con la dispersión perfectamente compensada; como en los canales adyacentes, limitados por una cierta dispersión acumulada debido a que en sus frecuencias la compensación de la dispersión no es perfecta.

Con este planteamiento se justificará finalmente por qué las modulaciones de fase en cuadratura se han terminado imponiendo sobre el resto de formatos cuando se dio el salto de los 40 Gb/s a los 100 Gb/s en los años 2010-2011.

7.1 RENDIMIENTO SOBRE EL CANAL CENTRAL: 193.1 THz

Configurando un plan de frecuencias de 8 canales entre 192.5 THz y 193.9 THz con saltos entre canales de 0.2 THz, se podrá analizar el rendimiento de todas modulaciones bajo las mismas condiciones de trabajo (200 GHz de separación mínima para las señales binarias de 100 Gb/s). En los receptores ópticos se emplea detección directa para todos los formatos, de manera que como ya es costumbre, en las modulaciones de fase se tratarán exclusivamente las de versión diferencial, DPSK y DQPSK, las únicas que permiten este tipo de detección ya que PSK y QPSK requieren detección coherente.

Como cada modulación digital tiene diferentes sensibilidades y además el BER obtenido depende de la potencia óptica que se inyecte a la fibra, se estudiará su evolución con la potencia lanzada por el transmisor, analizando tanto el régimen lineal como el no lineal.

Examinando la probabilidad de error obtenida en el canal central, completamente compensado, la primera conclusión sacada es que en términos de rendimiento podrían ser empleados todos los formatos de modulación (figura 4.34). Estableciendo un BER límite de 10^{-12} , todas las señales cumplen prácticamente entre 0 y 10 dBm de potencia por canal. No obstante, si se analiza la gráfica con un poco más de detenimiento es fácil darse cuenta de que unos formatos ofrecen mejores prestaciones que otros.

Lo primero que salta a la vista es el BER mínimo obtenido con cada modulación. En este sentido las señales DPSK y CSRZ destacan sobre el resto. Son las que ofrecen el mejor equilibrio entre sensibilidad y tolerancia a las no linealidades de la fibra. 50% RZ-DQPSK es la más tolerante a las no linealidades pero aporta una sensibilidad menor que DPSK y CSRZ, por eso el BER mínimo obtenido con ella es peor.

Además, se puede aprovechar dicha gráfica para reevaluar la tolerancia a las no linealidades de la fibra viendo qué formatos alcanzan más tarde el BER mínimo. Coincidiendo con los resultados de la gráfica 4.33, las señales CSRZ, 50% RZ-DPSK y 50% RZ-DQPSK son las más tolerantes al IXPM e IFWM ya que requieren más potencia para alcanzar el régimen no lineal.

Pero el rendimiento del canal central no se debe medir atendiendo al BER mínimo obtenido o a su tolerancia a las no linealidades de la fibra. Con una probabilidad de error de bit máxima permitida de 10^{-12} , los formatos que mejores prestaciones ofrezcan sobre el canal central serán aquellos que tengan un rango de potencias más amplio cumpliendo este requisito de calidad. A la izquierda de la gráfica el rendimiento queda limitado por cuestiones de sensibilidad en recepción y a la derecha el límite lo establece la degradación por IXPM e IFWM. Las modulaciones que muestran un mayor rango de potencias cumpliendo con el BER objetivo son CSRZ, DPSK y DQPSK.

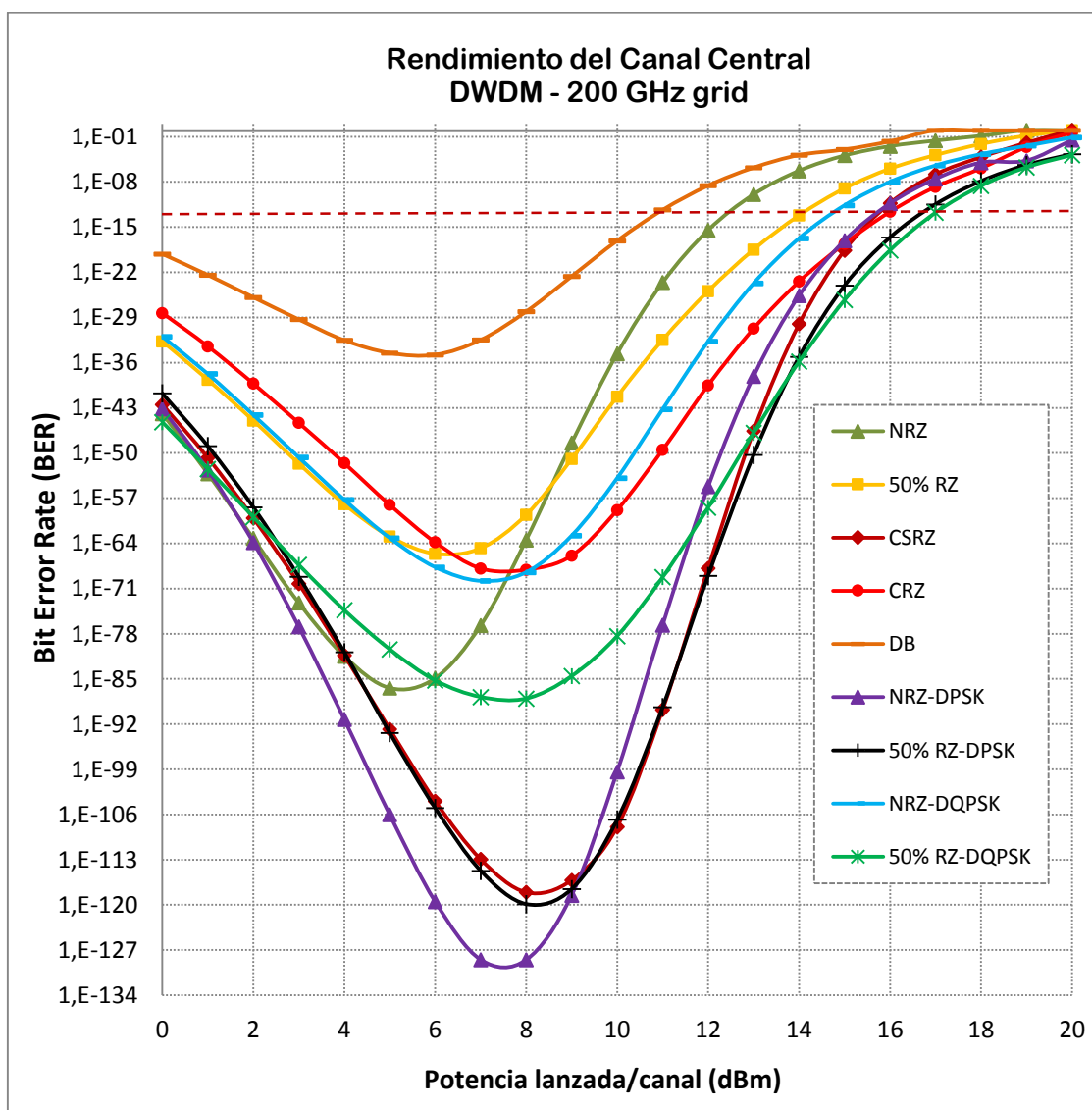


Figura 4.34: Comparación del rendimiento del canal central entre los diferentes formatos de modulación en un vano SSMF de 80 Km. Las conclusiones son idénticas para la fibra NZDSF⁺. De hecho la gráfica de $BER \times Potencia/canal$ será la misma en ambas, aunque en la de dispersión desplazada el régimen no lineal comenzará antes.

El análisis realizado no permite decantarnos claramente por unas modulaciones frente a otras ya que trabajando con potencias entre 0 y 10 dBm por canal se consigue una buena calidad a 193.1 THz con todas ellas. Pero no se debe olvidar que se parte de un sistema DWDM con una separación entre canales DWDM de 200 GHz, mientras que la tendencia actual es intentar conseguir una mayor eficiencia espectral en estas redes. Por lo tanto, si se reduce la separación entre canales a 100 GHz no todos los formatos lo aguantarán.

Una prueba de ello se ilustra en la siguiente gráfica. El formato NRZ-DPSK, que tan buenas prestaciones ofrecía anteriormente, ve cómo su rendimiento cae en picado en el canal central cuando se reduce la distancia entre canales a 100 GHz. Su baja EE hace inviable su uso en las nuevas redes DWDM. La caída del rendimiento se debe principalmente a la distorsión por filtrado en los multiplexores y demultiplexores de la red.

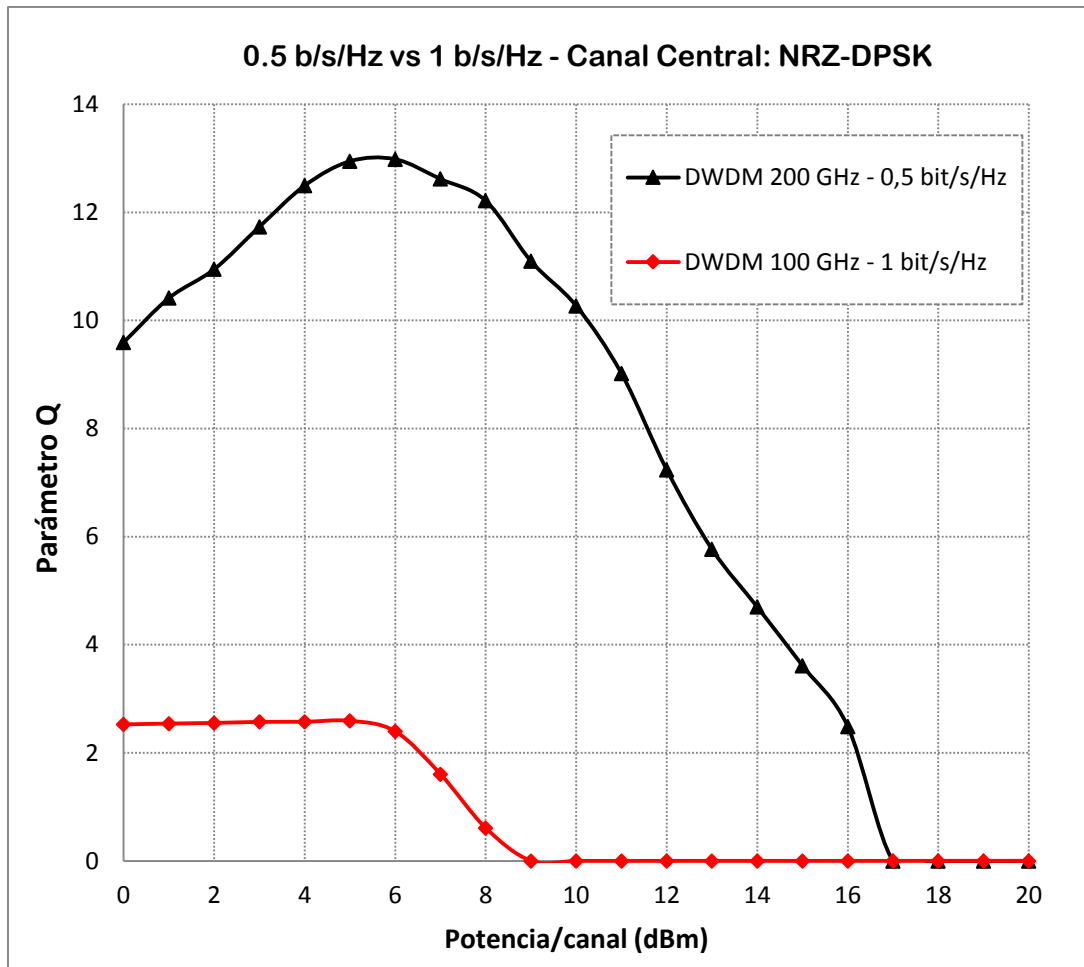


Figura 4.35: El formato (D)PSK no permite emplear una separación entre canales DWDM inferior a 200 GHz a tasas de bit de 100 Gb/s por canal óptico. Cálculo realizado sobre fibra NZDSF⁺, aunque el resultado no varía con la fibra SSMF.

A la mayoría de modulaciones binarias las pasa lo mismo. Únicamente las señales DB y (D)QPSK, con una EE superior a 1b/s/Hz, pueden integrarse sobre la rejilla de 100 GHz. El resto de modulaciones se deben descartar si se desea trabajar en redes DWDM con una mayor compactación entre canales. Recalculando la gráfica 4.34, pero ahora sobre una red DWDM-100GHz grid, únicamente las señales DB y DQPSK cumplirán con la probabilidad de error objetivo de 10^{-12} .

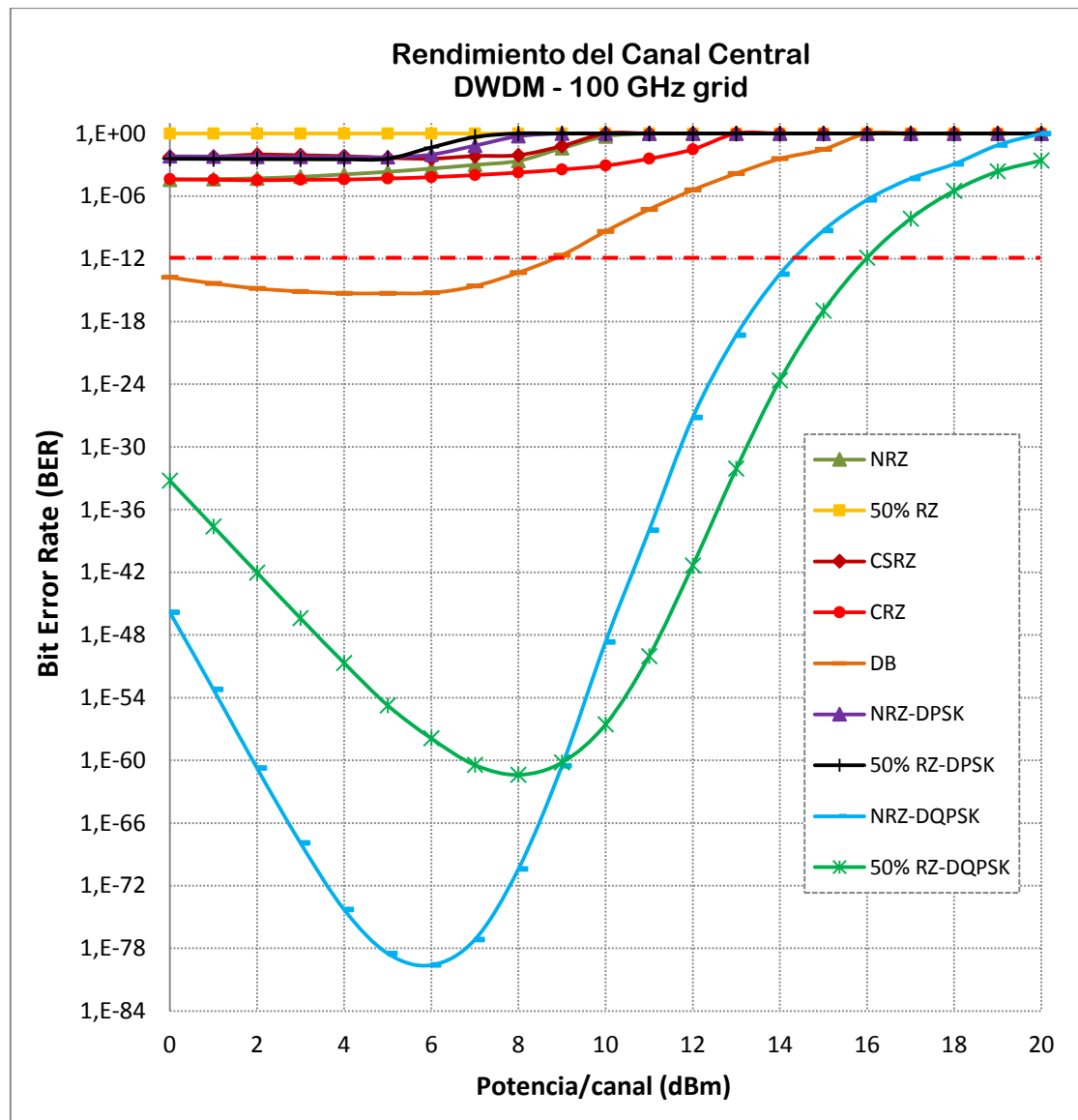


Figura 4.36: Comparación del rendimiento ofrecido por los diferentes formatos de modulación en el canal central de un sistema DWDM 100 GHz grid a tasas de 100 Gb/s. Cálculo realizado sobre un vano de 80 km con fibra SSMF.

Visto el rendimiento que muestra sobre un solo vano la modulación DB, con un BER muy cercano al límite establecido, es de esperar que este formato tampoco sirva para redes con más de un vano de transmisión, dado que la SNR se degradará paulatinamente debido a la acumulación de ruido ASE vano tras vano. Por lo tanto, *la modulación (D)QPSK es la única que servirá para redes DWDM de 100 GHz entre canales y distancias de propagación multivano.*

7.2 RENDIMIENTO DE LOS CANALES LATERALES

El análisis de los canales laterales nos llevará a las mismas conclusiones obtenidas con el canal central. De las modulaciones bajo estudio a 100 Gb/s, la única que se puede enfocar a redes DWDM con una separación espectral entre canales inferior a 200 GHz es la modulación de fase en cuadratura (D)QPSK.

Siguiendo la misma línea de análisis que antes, se partirá de una separación entre canales de 200 GHz para poder comparar todas las modulaciones y posteriormente se reducirá el sistema DWDM a una rejilla inferior para ver qué pasa con el rendimiento de los canales laterales en cada formato. En la rejilla de 200 GHz todos los formatos respondían bien sobre el canal central para un amplio rango de potencias. Pero si en estos sistemas se analizan los canales laterales la situación cambia radicalmente.

Independientemente del tipo de modulación empleada, en los canales laterales el rendimiento será inferior al central dado que estos muestran una cierta dispersión acumulada al final del enlace al no estar perfectamente compensados. Cuanto más alejados estén en frecuencia del canal central (193.1 THz) más dispersión acumulada tendrán. De hecho, la limitación principal en un sistema DWDM con fibra compensadora vendrá impuesta por la dispersión cromática acumulada en los extremos de la banda transmitida.

Por lo tanto, si **la limitación principal del sistema es la dispersión acumulada**, las modulaciones que mejores prestaciones ofrezcan serán las de espectro más estrecho (ver sección 4.2): los formatos DB-PSBT y (D)QPSK. El resto, con 200 GHz de ancho en su lóbulo principal, tendrán más dispersión acumulada al final del vano y consecuentemente la penalización sufrida respecto al canal central será mayor.

En la figura 4.37 se compara el rendimiento entre los canales de la banda DWDM transmitida para los formatos CSRZ, 50% RZ-DPSK, DB-PSBT y NRZ-DQPSK. Se puede ver cómo los canales laterales de la banda DWDM (192.5 THz y 193.9 THz) tienen rendimientos inferiores al canal central en todos los casos. Mientras que en las dos primeras modulaciones los canales laterales muestran un factor de calidad muy alejado del conseguido con el canal central, en los casos DB y NRZ-DQPSK el rendimiento entre canales DWDM es mucho más parejo al ser la dispersión acumulada mucho menor.

Evidentemente cuanto menor sea el BW de una modulación en un canal no compensado, menor será la diferencia entre los retardos de grupo de sus diferentes componentes espectrales y por lo tanto menor será la penalización por dispersión acumulada al final de la red. Y un menor ancho de banda a tasas de bit constantes implica una mayor EE del propio formato, por lo que se vuelve a imponer el criterio de escoger aquellas modulaciones con mayor eficiencia espectral si se quiere asegurar un rendimiento óptimo en los canales no compensados, incluso para redes DWDM 200 GHz grid.

Las modulaciones DB y (D)QPSK son las únicas que garantizan un rendimiento parejo entre canales ópticos. Pero el problema de la modulación DB (como ya se ha mencionado) era que con una separación entre canales de 100 GHz el rendimiento del canal central se encontraba muy cerca del BER límite de 10^{-12} (gráfica 4.36). Por lo que no es difícil imaginar que los canales laterales sobrepasen ese límite y no cumplan con los requisitos de calidad preestablecidos en el sistema. Y dado que el rendimiento está analizado sobre un único vano, en redes multivano DWDM 100 GHz grid se hará inviable el uso de este formato.

Descartando también el uso de la modulación DB, de entre todas las modulaciones propuestas en la tabla 4.1 al principio del capítulo, las señales de fase en cuadratura son las únicas que permiten asegurar una transmisión de calidad en redes DWDM en las rejillas de 100 y 50 GHz trabajando a velocidades de 100 Gb/s (en esta última rejilla habrá que recurrir a la multiplexación en polarización para poder trabajar en ella, véase el tema 6).

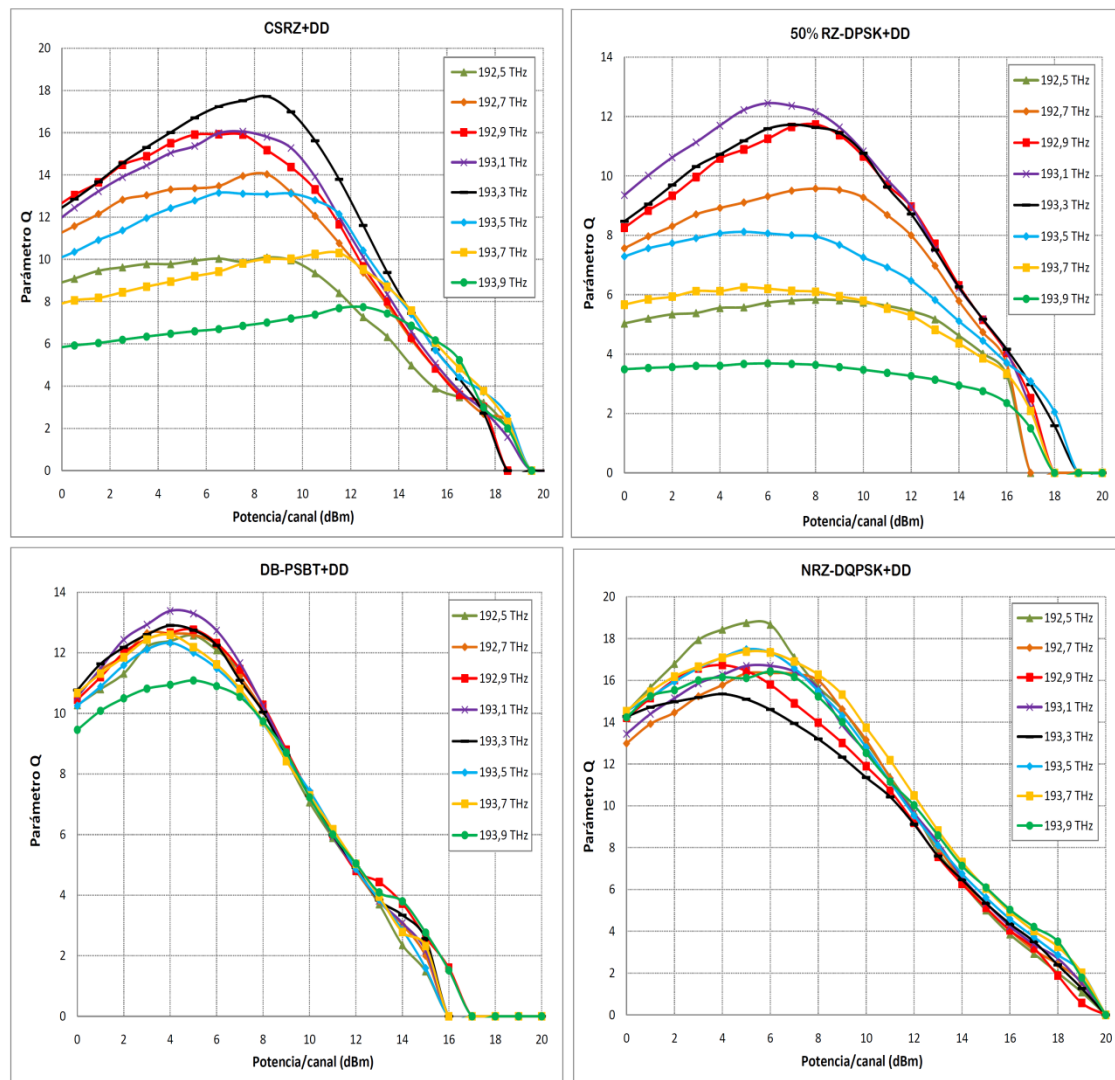


Figura 4.37: Comparación del rendimiento entre canales DWDM para las modulaciones CSRZ, 50% RZ-DQPSK, DB-PSBT y NRZ-DQPSK a 100 Gb/s. El formato con mayor EE es el que sufre menor dispersión acumulada en los canales no compensados: NRZ-DQSPK.

8. RESUMEN

Las redes DWDM de eficiencia espectral flexible son la solución más simple y atractiva en costes para cubrir la demanda de tráfico en las actuales y futuras redes ópticas de banda ancha [Biswanath, M., 2006]. Los formatos avanzados de modulación digital desempeñan un rol fundamental en el diseño de estos sistemas. A tasas de 100 Gb/s por canal óptico se han discutido las características mostradas por los formatos de modulación más destacados. Se han comparado los formatos de intensidad con los de fase, concluyendo que estos últimos muestran mejores prestaciones frente a cada una de las limitaciones a la propagación por la fibra de las señales de alta velocidad.

Se han puesto a prueba cada uno de los formatos midiendo su sensibilidad en detección directa y su tolerancia al filtrado estrecho, a la GVD, a la diafonía, a la PMD y a las no linealidades de

la fibra. A 100 Gb/s las señales de fase en cuadratura se han terminado imponiendo sobre el resto de modulaciones gracias a su elevada EE (2 b/s/Hz) y a las excelentes características mostradas frente a cada una de las limitaciones mencionadas, convirtiéndolas en las modulaciones idóneas para su integración sobre sistemas DWDM con una separación entre canales inferior a 200 GHz.

Serán el foco de atención en el resto del proyecto, siendo la base de estudio sobre las que investigar distintas estrategias para optimizar el rendimiento de las redes ópticas de banda ancha de 100 Gb/s y mitigar las limitaciones a la propagación por la fibra a estas velocidades de transmisión.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DEL ESTUDIO DE LA DEGRADACIÓN DE LA SEÑAL ÓPTICA CON MODULACIÓN DE FASE EN CUADRATURA A 100 Gb/s

Sin duda, una parte fundamental en el diseño de cualquier red óptica de banda ancha es la elección del formato de modulación digital que se va a emplear en el sistema. Una vez que se ha analizado en profundidad las características de los diferentes formatos IM y PM a 100 Gb/s, no queda ninguna duda de que la modulación de fase en cuadratura es la que ofrece un mejor equilibrio entre eficiencia espectral, sensibilidad y tolerancia a las distintas perturbaciones surgidas durante la propagación por la fibra óptica.

No obstante, el rendimiento ofrecido por (D)QPSK varía según el código línea que conforme los pulsos de la portadora óptica. La elección del formato de modulación no se puede dar por concluida si no especificamos la forma analógica que adoptan los pulsos del tren sobre el que se realiza la modulación de fase en cuadratura: NRZ, RZ o CSRZ. Cada una de ellas ofrece diferentes sensibilidades y tolerancias a las limitaciones lineales y no lineales del enlace.

En este capítulo se vuelven a analizar de nuevo cada una de las perturbaciones presentadas en el capítulo anterior, con el fin de poder comparar las prestaciones ofrecidas por cada tipo de portadora (D)QPSK. Al finalizar el mismo, deberemos ser capaces de saber escoger la modulación de fase en cuadratura adecuada en función de la limitación predominante en la red.

Los capítulos 5 y 6 desarrollan el objetivo principal del proyecto y dan sentido al título del mismo: “*Estudio de la degradación de la señal óptica de banda ancha con fase modulada*”. En este capítulo se pretenden investigar y analizar las causas de la degradación de la señal (D)QPSK a 100 Gb/s en su propagación por la fibra para poder desarrollar posteriormente en el siguiente los conceptos teóricos necesarios enfocados a reducir esas limitaciones a la propagación. Los formatos analizados son:

Modulaciones de Fase en Cuadratura
NRZ-(D)QPSK
33% RZ-(D)QPSK
50% RZ-(D)QPSK
67% RZ-(D)QPSK
CSRZ-(D)QPSK

Tabla 5.1: Variantes de Fase en Cuadratura analizadas a 100 Gb/s.

1. SENSIBILIDAD DE (D)QPSK: DETECCIÓN COHERENTE VS DETECCIÓN DIRECTA

Recordemos del capítulo anterior que la sensibilidad de un receptor óptico se definía como la potencia óptica mínima de señal necesaria a su entrada para cumplir con una determinada probabilidad de error de bit. Como al receptor no solo llega potencia de señal sino también potencia de ruido del canal, la sensibilidad suele expresarse en función de la relación señal-a-ruido mínima necesaria para cumplir con el BER especificado.

La sensibilidad de un receptor no solo depende del tipo de detección empleada sino que también depende del formato de modulación usado en el sistema, tal y como se pudo comprobar en el capítulo 4 (sección 2.2). En este apartado se medirá la sensibilidad ofrecida por las diferentes variantes (D)QPSK tanto para detección directa como para detección coherente. El objetivo no solo es descubrir qué tipo de portadora óptica ofrece mejor sensibilidad, sino también medir para cada una de ellas la diferencia de sensibilidades existentes entre los dos tipos de detección.

La arquitectura del receptor de detección directa DQPSK se corresponde con el esquema de la figura 3.15, constituida por dos interferómetros Mach-Zehnder independientes, uno para la rama en fase y otro para la rama en cuadratura. El esquema del receptor coherente es el de la figura 3.7, un receptor síncrono homodino en cuadratura con un filtro polarizado a la entrada que elimine el ruido ASE de la polarización ortogonal en la señal recibida. Siguiendo la misma línea de pruebas del capítulo anterior se volverá a emplear un esquema monocal “back-to-back” para medir la OSNR requerida para cumplir con un BER de 10^{-12} .

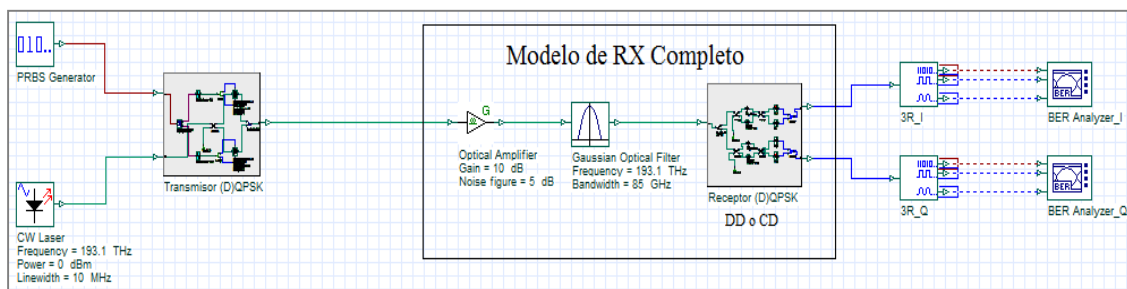


Figura 5.1: Esquema monocal “back-to-back” para la medida de la sensibilidad en (D)QPSK con detección coherente síncrona homodina y detección directa interferométrica.

Se conecta directamente el módulo transmisor al receptor para realizar la medida de la sensibilidad, sin dispositivos intermedios en la red que falseen los resultados. Siempre es preferible realizar la medida de la sensibilidad sobre un montaje monocanal dado que con un sistema DWDM podrían darse problemas de diafonía que distorsionasen los resultados obtenidos. La sensibilidad medida solo debe ser consecuencia del tipo de detección y modulación usada.

El modelo del receptor no se puede considerar completo si no incluye en su arquitectura el correspondiente preamplificador y un filtro óptico paso banda que filtre la señal recibida. El filtro es Gaussiano de 2º orden con 85 GHz de banda de paso, acorde a las especificaciones de la ITU en su recomendación G.694.1 para sistemas DWDM con una separación entre canales ópticos de 100 GHz. Aunque la simulación se base en un montaje monocanal el filtro de recepción debe cumplir con las especificaciones del sistema DWDM con el que se vaya a trabajar.

Los parámetros de la simulación siguen siendo idénticos en lo esencial a los del capítulo anterior. La frecuencia escogida es la frecuencia Krypton (193.1 THz), utilizada por la ITU para la planificación de frecuencias en sistemas DWDM de banda ancha [ITU-T Rec. G.694.1, 2012]. Además, para asegurar una buena calidad en las señales (D)QPSK generadas por el transmisor se configura en los MZM una relación de extinción de 30 dB. Los láseres usados tanto en transmisión como en detección coherente son láseres de onda continua con un valor por defecto de su ancho de línea de 10 MHz. Como se verá más adelante, un valor de 10 MHz en el ancho de línea de la fuente láser garantizará que a 100 Gb/s el posible ruido de fase que pudiese generar éste sea despreciable.

Parámetro	Valor
Frecuencia del láser CW	193,1 THz
Ancho de línea del láser CW	10 MHz
Relación de extinción de los MZM	30 dB
Figura de ruido del EDFA	5 dB
Corriente de oscuridad de los diodos PIN	10 nA
Responsividad de los diodos PIN	0,9 A/W
Ruido térmico del receptor	1×10^{-22} W/Hz
Filtros eléctricos paso bajo tras detección (en ramas I&Q)	Bessel de 4º orden
Frecuencia de corte	0,75 x Bit rate/2
Longitud de la secuencia de datos del PRBS	1024 bits
Frecuencia de muestreo	64 muestras/bit

Tabla 5.2: Parámetros generales de las simulaciones realizadas en todo el capítulo.

Se caracteriza la sensibilidad de cada formato de la misma manera que se hizo en el capítulo anterior, midiendo la OSNR requerida para cumplir con el BER de 10^{-12} integrando la señal y el ruido en el mismo ancho de banda (ver página 72). Se varía la potencia del láser del transmisor hasta conseguir en el “BER Analyzer” el valor buscado en la probabilidad de error. Conociendo la $SNR_{\text{per-bit}}$ asociada a ese BER de 10^{-12} , podremos calcular la OSNR equivalente mediante la ecuación 4.2, teniendo en cuenta además que para señales (D)QPSK de 100 Gb/s la tasa de símbolo es de 50 Gbaudios. La relación entre la OSNR y la $SNR_{\text{per-bit}}$ viene dada por la expresión:

$$OSNR (dB) = 10 \log \left(\frac{R_s}{2 \cdot BW_{ref}} \right) + SNR_{bit} (dB) \quad [5.1]$$

Debemos recordar que se está midiendo la relación señal-a-ruido por bit en las ramas I&Q, por lo que habrá que tener en cuenta la $SNR_{per-bit}$ de ambas para calcular la SNR total. Los resultados obtenidos son los siguientes:

Formato de Modulación	OSNR _{req} ($BER_{ref}=10^{-12}$ FEC=0%) 100 Gb/s	Penalización CD vs DD
NRZ-(D)QPSK+CD	19,6 dB	--
33% RZ-(D)QPSK+CD	18,5 dB	--
50% RZ-(D)QPSK+CD	18,7 dB	--
67% RZ-(D)QPSK+CD	19,3 dB	--
CSRZ-(D)QPSK+CD	19,0 dB	--
NRZ-DQPSK+DD	21,5 dB	+1,9 dB
33% RZ-DQPSK+DD	20,6 dB	+2,1 dB
50% RZ-DQPSK+DD	20,8 dB	+2,1 dB
67% RZ-DQPSK+DD	21,3 dB	+2,0 dB
CSRZ-DQPSK+DD	21,0 dB	+2,0 dB

Tabla 5.3: Comparación de sensibilidades entre formatos de fase en cuadratura a 100 Gb/s.

La tabla 5.3 aparece dividida en dos bloques claramente diferenciados. Uno para los casos de detección coherente (donde se puede usar QPSK o DQPSK indistintamente) y otro para los casos que hacen uso de la detección directa interferométrica (solo DQPSK). A efectos de forma de onda y espectro QPSK y DQPSK son modulaciones idénticas por lo que no habrá diferencia de sensibilidades en detección coherente entre ambos formatos.

Tanto con detección coherente como con detección directa las señales con portadora RZ de menor ciclo de trabajo tienen mayor sensibilidad que el resto. Así, la modulación 33% RZ-(D)QPSK se perfila como el formato que ofrece mejor sensibilidad para ambos tipos de detección. Los formatos CSRZ-(D)QPSK y 50% RZ-(D)QPSK también muestran una muy buena sensibilidad.

La tercera columna de la tabla recoge la diferencia de sensibilidad existente entre la detección coherente y la interferométrica para cada caso analizado. En general, se aprecia una diferencia de sensibilidades que oscila en torno a los 2 dB, posicionándose la detección coherente síncrona homodina como el esquema de recepción de mayor sensibilidad, acorde con los resultados obtenidos en el capítulo 3 de la memoria. Sin embargo, su implementación supone aumentar la complejidad del sistema con el correspondiente incremento en su presupuesto. Por el contrario, la detección directa interferométrica ofrece peor sensibilidad pero es una arquitectura mucho más sencilla y económica de implementar. Brinda un mayor equilibrio entre prestaciones y complejidad del sistema.

En líneas generales los formatos (D)QPSK, al ser modulaciones multinivel, requieren una mayor OSNR en recepción que las modulaciones binarias (D)PSK, aunque también es verdad que la modulación 33% RZ-DQPSK aporta una sensibilidad a 100 Gb/s comparable e incluso superior a la obtenida con la mayoría de los formatos binarios en detección directa (comparar resultados con la tabla 4.3).

Problemas derivados de la detección coherente y la detección directa

Hasta ahora hemos supuesto que los receptores para (D)QPSK tanto de detección directa como de detección coherente son ideales y no nos hemos planteado las consecuencias que supondrían sobre el rendimiento del sistema los ruidos derivados de las fuentes láser para detección coherente o un error de longitudes entre los brazos del MZI para detección directa. Ambas cuestiones son tratadas en las siguientes líneas, donde se estudiará la degradación que acarrea cada uno de estos problemas sobre las señales de fase en cuadratura a 100 Gb/s.

a) Limitaciones a la Detección Coherente: Ruidos derivados de una fuente láser

La incoherencia espacial y temporal de una fuente láser reduce la sensibilidad aportada por la detección coherente. La incapacidad para mantener sus condiciones de emisión láser constantes en modulo y fase son la causa de los ruidos generados. El problema es que los láseres más empleados son los de tipo semiconductor, mucho menos coherentes que otros láseres como los de pozo cuántico [Pereda, J.A.M, 2004].

Los ruidos derivados de un láser en los sistemas coherentes estarán presentes tanto en transmisión (generados por el láser de onda continua previo al MZM) como en recepción (láser LO). No obstante, es evidente que la perturbación principal a la detección coherente provendrá de los ruidos generados por el LO ya que se trasladarán directamente a la señal (D)QPSK recibida.

Una fuente láser puede generar tres tipos de ruido diferentes: ruido de intensidad RIN (*Relative Intensity Noise*), ruido de fase y ruido de frecuencia. La causa principal que origina estos tres tipos de ruido hay que buscarla en la emisión espontánea residual generada durante la radiación láser. A pesar de todo, existen otros factores potenciales como las derivas de temperatura en el interior de la cavidad o variaciones en su índice de refracción. El ruido más perjudicial de los tres para nuestras señales (D)QPSK es incuestionablemente el ruido de fase, pero siendo rigurosos dedicaremos unas líneas a estudiar el resto.

El ruido RIN se genera a causa de variaciones en la densidad de los fotones emitidos en la radiación. Los modos emitidos por un láser no guardan una relación lineal entre sus fases por lo que las intensidades de cada uno se superponen al resto de modos generando pequeñas fluctuaciones en la intensidad global de la radiación emitida. Su densidad espectral típica oscila en torno a -150 dB/Hz y la principal estrategia para reducirlo es aumentando la corriente de polarización del láser o empleando láseres monomodo.

Para (D)QPSK+CD el ruido RIN del LO no es especialmente perjudicial al ir la información codificada en la fase óptica de la señal, pero sí puede inducir jitter de amplitud en el diagrama de ojo reduciendo la sensibilidad del sistema. El impacto más grave del ruido RIN se producirá en los sistemas IMDD que empleen modulación directa mediante láseres DML.

Justamente en presencia de ruido RIN del LO es donde se hace patente la ventaja de emplear la estructura balanceada frente a la single-branch (ver anexo 4) para la detección coherente de (D)QPSK. En condiciones de un valor bajo de potencia óptica de entrada y para valores típicos de ruido RIN de -150 dB/Hz, la penalización sufrida usando la estructura single-branch puede sobrepasar fácilmente los 2 dB, mientras que recurriendo a la estructura balanceada en los fotodiodos la penalización será prácticamente despreciable.

Además del ruido RIN también puede añadirse una cierta degradación derivada del ruido de fase y de frecuencia del LO. Estos aparecen cuando se producen variaciones en la densidad de los portadores de carga (pares electrón-hueco) en el material semiconductor del láser. Las derivas de la temperatura en la cavidad láser y las fluctuaciones aleatorias de emisiones espontáneas son las principales causas de su generación. Sus consecuencias son mucho más perjudiciales que las del ruido RIN sobre señales de fase modulada. La penalización inducida sobre (D)QPSK (y en cualquier formato de modulación) es directamente proporcional al ancho de línea normalizado de la fuente láser. El ancho de línea normalizado se define como el producto del ancho de línea de la fuente por el periodo de símbolo de la modulación.

Un menor ancho de línea es la consecuencia directa de que el factor de emisión espontánea del láser es menor y por lo tanto dicha fuente generará menor ruido de fase y de frecuencia. Las emisiones espontáneas aleatorias darán lugar a variaciones en la densidad de los portadores de carga, lo que se traducirá a su vez en variaciones en el índice de refracción de la cavidad y consecuentemente la fase y la frecuencia emitida por el láser sufrirán variaciones no deseadas (ruido). Las fluctuaciones de fase y de frecuencia contribuyen a aumentar el ancho de línea de la fuente. Por otro lado, cuanto mayor sea el periodo de símbolo (menor velocidad de transmisión o mayor tamaño de la constelación digital) el láser deberá permanecer coherente en fase y frecuencia durante más tiempo acumulándose así más ruido en la señal propagada.

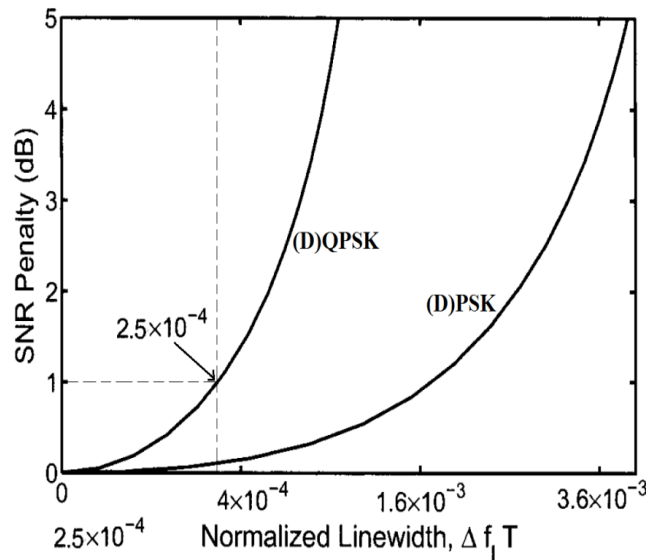


Figura 5.2: Penalización por ruido de fase láser en (D)PSK y (D)QPSK [Keang-Po Ho, 2005].

Tras lo mencionado en el último párrafo, se hace evidente que el ruido de fase láser es más perjudicial cuanto menor es la tasa de bit a la que se emite. A 10 Gb/s sufriremos una mayor penalización que a 100 Gb/s. En la figura 5.2 se puede comprobar fácilmente. Muestra la penalización sufrida en la SNR de las señales (D)PSK y (D)QPSK como consecuencia de ruido de fase de una fuente láser.

Supongamos que empleamos un láser DFB de 10 MHz de ancho de línea. A 10 Gb/s el ancho de línea normalizado será de 10^{-3} lo que supone una penalización en (D)QPSK de 5 dB. Pero a 100 Gb/s el ancho de línea normalizado valdrá 10^{-4} por lo que la penalización será inferior a 1 dB. Consecuentemente, a 100 Gb/s el ruido de fase láser para (D)QPSK será despreciable. El periodo de símbolo es tan bajo a estas velocidades de transmisión que la incoherencia en fase de la fuente láser pasa desapercibida. El ruido de fase de la constelación provendrá principalmente de los efectos no lineales de la fibra y no de las fuentes láser empleadas en el sistema.

El error de fase inducido por el ruido de fase del LO en la detección coherente puede ser corregido mediante el lazo de realimentación realizado con el OPLL. Por este motivo habrá más rendimiento en los receptores síncronos que en los asíncronos al carecer estos últimos de OPLL. Dicho dispositivo se debe diseñar de forma óptima para que su constante de amortiguación y su frecuencia de corte (como sistema de 2º orden que es) tomen los valores adecuados que garanticen la eliminación del error de fase y no se propague a símbolos sucesivos de (D)QPSK. Además, con un diseño óptimo del OPLL se conseguirá reducir no solo el ruido de fase del oscilador láser local, sino también el ruido de fase generado en la señal por los efectos no lineales de la fibra.

La ventaja de emplear DQPSK frente a QPSK es que se puede hacer uso de la detección interferométrica en vez de la detección coherente, evitando así los ruidos derivados del oscilador láser local.

b) Limitaciones a la Detección Directa: Errores de Fase

Empleando un esquema de detección diferencial para recuperar la señal DQPSK, ya sea con el correspondiente receptor coherente asíncrono (circuito eléctrico retardador-multiplicador) o con el receptor interferométrico MZI, la condición para una correcta demodulación de la señal es que no haya errores de fase en el retardo inducido sobre la señal recibida. Es decir, en ambos esquemas de recepción es necesario que se cumplan las siguientes condiciones:

$$\begin{cases} e^{j\omega_{IF}T_s} = 1 & \text{para el receptor asíncrono DQPSK} \\ e^{j\omega_c T_s} = 1 & \text{para detección directa DQPSK} \end{cases} \quad [5.2]$$

Un error de fase implicaría la desigualdad de la Ec.(5.2) conllevando su correspondiente penalización sobre la probabilidad de error de bit del sistema. De hecho, cada rama I&Q puede tener su propio error de fase, de manera que en ese caso la penalización global sufrida será la suma de las penalizaciones medidas en cada una por separado.

La gráfica 5.3 muestra la penalización sufrida en la SNR debido a un error de fase en el interferómetro Mach-Zehnder empleado para detectar las señales DPSK y DQPSK. La gráfica está calculada a 100 Gb/s para un BER referencia de 10^{-9} y suponiendo ambos receptores precedidos de un filtro polarizado que elimine el ruido ASE de la polarización ortogonal. La señal DQPSK muestra casi 3 veces más sensibilidad a un error de fase que DPSK.

Si se produce un error de fase en un símbolo aislado, la forma de evitar que dicho error se propague a símbolos sucesivos es introducir un circuito decodificador como el de la figura 3.8 (capítulo 3). En cambio, si los MZI o los retardadores-multiplicadores eléctricos están bien diseñados no tiene por qué producirse ningún error de fase en la detección diferencial de la señal recibida.

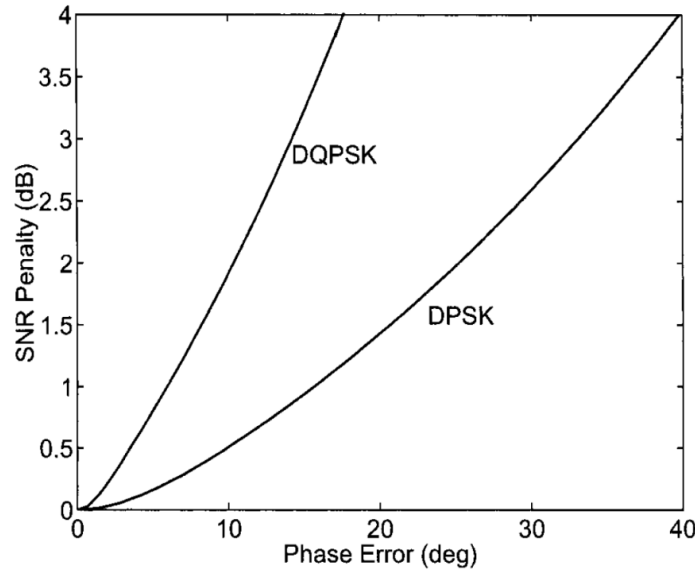


Figura 5.3: Penalización en la SNR en función del error de fase visto en el MZI del receptor de detección directa para las señales DQPSK y DPSK a 100 Gb/s [Keang-Po Ho, 2005].

2. DIAFONÍA Y TOLERANCIA AL FILTRADO ÓPTICO ESTRECHO

Se revisan de nuevo dos de los grandes problemas a la propagación surgidos en los sistemas DWDM de banda ancha: la diafonía y la distorsión por filtrado estrecho. Ésta última es especialmente relevante en redes DWDM de alta EE, cuyos dispositivos filtran la señal con una banda de paso muy estrecha (multiplexores, demultiplexores, add-drops, routers en λ ...). Ambas perturbaciones vuelven a ser estudiadas para las diferentes versiones de las modulaciones de fase en cuadratura de la tabla 5.2.

Diafonía en (D)QPSK

Recordemos que un canal óptico puede verse afectado por dos tipos diferentes de diafonía: diafonía lineal (potencia no deseada de canales DWDM adyacentes que se cuela en la banda cercana a nuestra señal) y diafonía homodina (potencia no deseada en la misma longitud de onda que la señal). La primera es bastante fácil de evitar con un filtrado óptico de la banda deseada, siendo realmente la segunda el verdadero problema al ser muy difícil de eliminar mediante filtrado.

Por ser (D)QPSK una modulación de fase, será mucho más tolerante a ambos tipos de diafonía que las modulaciones de intensidad. La potencia no deseada que se cuele en la banda de la señal se traducirá en ruido de amplitud tras la fotodetección, por lo que la penalización sobre (D)QPSK, al ir la información codificada en la fase o en sus transiciones, será menor que sobre señales de intensidad modulada. La penalización vista en (D)QPSK por diafonía lineal será [Keang-Po Ho, 2005]:

$$\delta_{SNR} (dB) = 10 \log \left(\frac{1}{1 - r_{xt}} \right) \quad [5.3]$$

Siendo r_{xt} el coeficiente de diafonía intercanal. Si la degradación es por diafonía homodina (MPI), la penalización para (D)QPSK y (D)PSK vendrá dada por la expresión:

$$\delta_{SNR} (dB) \approx 10 \log \left(\frac{1}{1 - r_{xt} 10^{SNR_{req}/10}} \right) \quad [5.4]$$

donde SNR_{req} es la relación señal-a-ruido requerida para cumplir con la probabilidad de error preestablecida en el sistema en ausencia de diafonía [Keang-Po Ho, 2005]. La ecuación anterior es muy aproximada pues supone un modelo Gaussiano, solo válido para más de 10 señales interferentes con nuestra señal. Para una sola interferencia, que por otro lado es el caso más habitual, el modelo anterior deja de ser válido pero su estudio es mucho más complejo de evaluar y se escapa de los objetivos del proyecto.

De la tolerancia a la diafonía entre las distintas versiones (D)QPSK poco se puede comentar. Si se comparan las diferentes variantes (D)QPSK afectadas por la misma relación de diafonía no se encontrarán diferencias de tolerancias entre ellas. Si bien, la modulación NRZ-(D)QPSK al tener mayor ciclo de trabajo que el resto tendrá un espectro más estrecho por lo que será menos propensa a generar problemas de diafonía lineal debido a potencia no deseada en los canales DWDM adyacentes. Por su parte, los formatos RZ son más tolerantes a la diafonía homodina (MPI-Multipath Interference) al ser el batido señal-interferencia de menor potencia [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2006].

Distorsión por filtrado óptico estrecho

Para integrar una señal (D)QPSK sobre sistemas DWDM de banda ancha filtrar su espectro se convierte en una tarea obligatoria. La figura 5.4 deja ver claramente cómo una señal (D)QPSK a 100 Gb/s sin filtrar sería inviable en un sistema DWDM debido a la fuerte distorsión por diafonía lineal que generaría en los canales adyacentes.

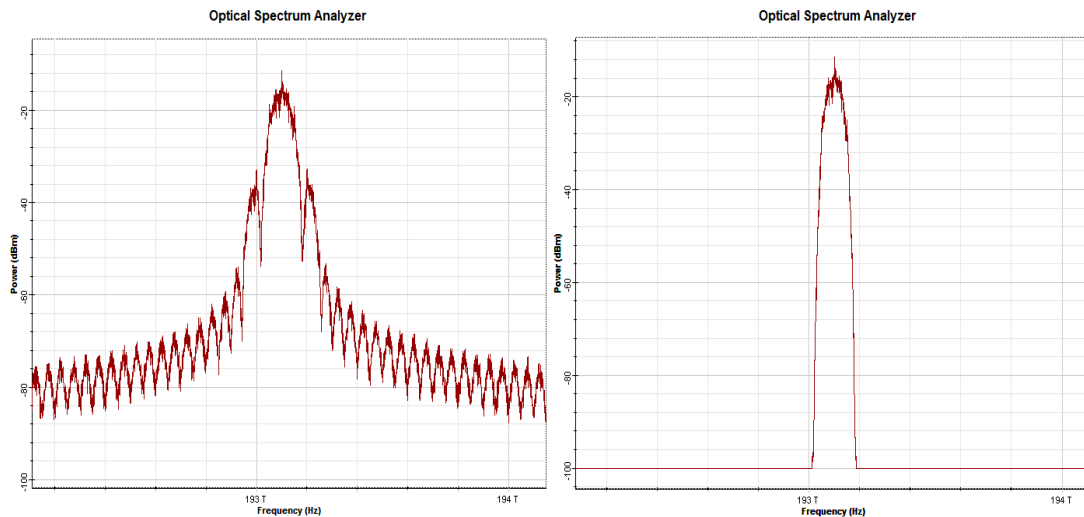


Figura 5.4: Espectro de la modulación 50% RZ-(D)QPSK a 100 Gb/s sin filtrar (izquierda) y filtrada (derecha). El filtrado óptico elimina los lóbulos secundarios del espectro.

Si se quiere evitar el solapamiento espectral entre los distintos canales ópticos es necesario realizar un filtrado previo a la multiplexación y dar solución así al problema de la diafonía intercanal. No obstante, la distorsión por filtrado predomina en redes DWDM de alta eficiencia

espectral, donde la separación entre canales es tan baja que obliga al uso de filtros ópticos con bandas de paso lo más estrechas posibles. Cada uno de esos filtros degrada ligeramente la forma de onda de la señal a su paso, por lo que cuando ésta llega al receptor habrá pasado por múltiples dispositivos con filtros incorporados en sus estructuras que la habrán degradado de forma considerable. La degradación por filtrado medida al final de una red DWDM de media o larga distancia será lo suficientemente importante como para que sea objeto de estudio.

En esta situación cobra especial relevancia conocer qué versión (D)QPSK es la más tolerante a la distorsión por filtrado. Con el fin de simular las condiciones lo más reales posibles, se modela todo el conjunto de dispositivos que pueden integrar una red DWDM (filtros, mux, demux, OADM's...) como una serie de filtros equivalentes conectados en cascada que unan al transmisor con el receptor. La cadena estará conformada por 5 filtros ópticos Gaussianos paso banda de 2º orden con 85 GHz de ancho de banda [ITU-T Rec. G.694.1, 2012].

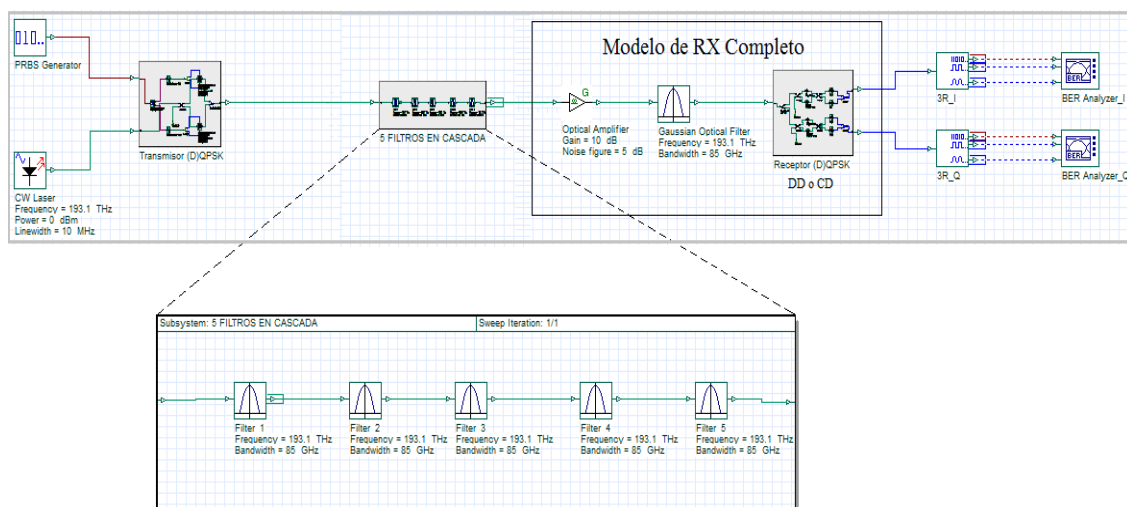


Figura 5.5: Esquema monocanal para la medida de la distorsión por filtrado óptico estrecho de 85 GHz.

En recepción se empleará tanto detección directa como detección coherente síncrona homodina para corroborar que la distorsión inducida por la cadena de filtros solo depende del espectro y de la forma de onda de la modulación, y no del tipo de detección empleada.

Para cuantificar la distorsión sufrida sobre cada una de las señales (D)QPSK, se mide la sensibilidad del sistema de la figura 5.5 para un BER referencia de 10^{-12} y se calcula la penalización sufrida en dicho parámetro respecto al esquema de la figura 5.1, sin la cadena de filtros. Los resultados de las simulaciones se recogen en la tabla 5.4.

La penalización mínima se observa en el formato NRZ-(D)QPSK, que se presenta como opción más tolerante de todas con solo 0.9 dB de degradación. La justificación de estos resultados hay que buscarla en el ciclo de trabajo de los pulsos de la portadora óptica. Cuanto mayor es el ancho temporal de los pulsos, menor anchura espectral muestra (D)QPSK a 100 Gb/s, por lo que menor será la distorsión inducida por los filtros sobre el espectro de la modulación.

Es decir, la tolerancia al filtrado es directamente proporcional al valor del ciclo de trabajo empleado. Se puede comprobar fácilmente con los resultados obtenidos: a medida que aumenta el ciclo de trabajo de la portadora óptica la penalización por filtrado disminuye, alcanzando su valor mínimo para el caso NRZ-(D)QPSK.

Formato de Modulación <i>BW_{filtros} = 85 GHz</i>	OSNR_{req} (<i>BER_{ref} = 10⁻¹² FEC = 0%</i>) 100 Gb/s	δOSNR (Ref: tabla 5.4)
NRZ-(D)QPSK+CD	20,5 dB	+0,9 dB
67% RZ-(D)QPSK+CD	20,3 dB	+1,0 dB
50% RZ-(D)QPSK+CD	19,9 dB	+1,2 dB
33% RZ-(D)QPSK+CD	19,8 dB	+1,3 dB
CSRZ-(D)QPSK+CD	20,1 dB	+1,1 dB
NRZ-DQPSK+DD	22,4 dB	+0,9 dB
67% RZ-DQPSK+DD	22,3 dB	+1,0 dB
50% RZ-DQPSK+DD	22,0 dB	+1,2 dB
33% RZ-DQPSK+DD	21,9 dB	+1,3 dB
CSRZ-DQPSK+DD	22,1 dB	+1,1 dB

Tabla 5.4: Penalización por filtrado estrecho de 85 GHz sobre señales (D)QPSK de 100 Gb/s. Red de 5 filtros de 85 GHz conectados en cascada entre transmisor y receptor.

Por otro lado, la tercera columna de la tabla nos deja ver que la distorsión observada no varía entre la detección coherente y la detección directa. La tolerancia al filtrado solo dependerá del perfil temporal y espectral mostrado por cada formato. A pesar de ello, se debe tener en cuenta que para un mismo valor de degradación en decibelios de la relación señal-a-ruido óptica, la probabilidad de error de bit será menor con detección coherente que con detección directa al tener la primera mayor sensibilidad.

Llama especialmente la atención el caso 33% RZ-(D)QPSK. Esta versión de fase en cuadratura tiene la mitad de EE que el resto de formatos (1 b/s/Hz) al tener un lóbulo principal de 200 GHz (a 100 Gb/s), pero la distorsión en su forma de onda por filtrado de 85 GHz no es muy elevada, lo que resultará ser algo fundamental. El gran hándicap de usar pulsos RZ con un ciclo de trabajo tan bajo es que pecan de una insuficiente EE para su integración en la rejilla DWDM de 100 GHz, pero gracias a que aceptan el filtrado de 85 GHz se consigue incrementar su EE hasta los 2 b/s/Hz.

En la figura 5.6 se puede visualizar cómo el diagrama de ojo de 33% RZ-(D)QPSK apenas se distorsiona tras recorrer la cadena de filtros entre transmisor y receptor. La distorsión inducida por la cadena de filtros de la red se traduce solo en un ligero jitter de amplitud y de fase contabilizado en una penalización en la OSNR próxima a 1 dB.

En el resto de casos el ancho espectral del lóbulo principal oscila aproximadamente en torno a los 100 GHz, lo que las convierte en modulaciones de espectro estrecho para un filtrado de 85 GHz. Por eso la penalización vista es tan baja (~1 dB). Las versiones CSRZ y 67% RZ difieren conceptualmente en el tipo de pulsos empleados en la portadora óptica, pero su tolerancia al filtrado es más o menos la misma al tener prácticamente idéntico el ancho de banda de su lóbulo principal.

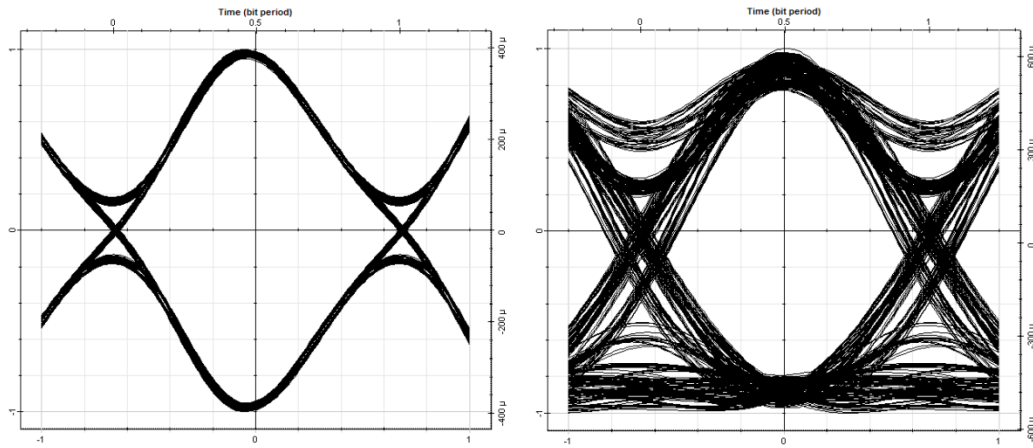


Figura 5.6: Señal 33% RZ-(D)QPSK distorsionada por la red de filtros de la simulación. La imagen de la izquierda es el diagrama de ojo visto a la entrada de la cadena de filtros y la imagen de la derecha es el diagrama de ojo de salida, el cual se ha cerrado ligeramente.

Si se reduce el ancho de banda de los filtros DWDM la penalización generada evidentemente aumentará. El factor de calidad caerá bruscamente para valores inferiores a 100 GHz. El filtrado más estrecho soportado por nuestras señales 100G-(D)QPSK es de 50 GHz, justamente el valor de su anchura espectral a -3 dB (mínimo ancho de banda de Nyquist, R_s).

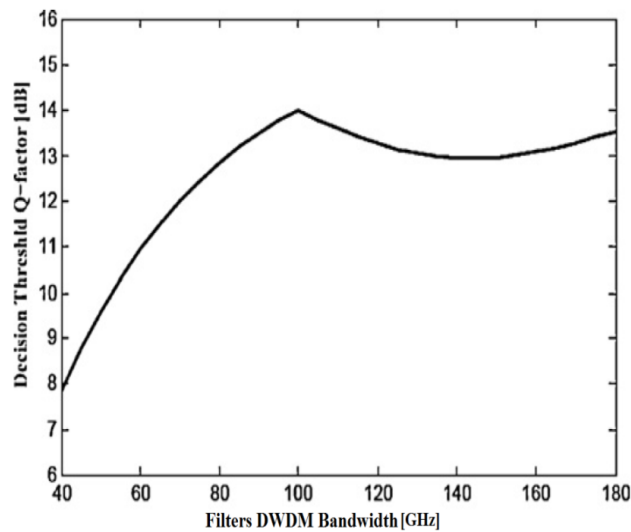


Figura 5.7: Factor de calidad medido para 50% RZ-QPSK+CD en función del ancho de banda configurado en los filtros de la red [Negi, C.M.S. *et al.*, 2013].

3. TOLERANCIA A LA DISPERSIÓN CROMÁTICA

En el capítulo 4 se realizó un estudio comparativo entre las señales de intensidad y de fase modulada de la tolerancia que mostraban a la dispersión cromática de la fibra. Las conclusiones obtenidas indicaban que a 100 Gb/s las modulaciones de fase en cuadratura eran las que menor degradación sufrían para un valor determinado de dispersión acumulada en el enlace. En este apartado se intentará afinar un poco más averiguando qué tipo de formatos (D)QPSK son los más robustos frente a esta limitación a la propagación.

Manteniendo la ruta de pruebas seguida en el capítulo anterior durante el estudio de la GVD, se compararán las tolerancias de estas señales en presencia y en ausencia de filtros en la red. En su momento se vio cómo el filtrado óptico podía modificar completamente la resistencia mostrada por un formato a la dispersión acumulada, por lo que nos vemos obligados nuevamente a realizar ese estudio.

El montaje empleado en la simulación es el que se muestra en la figura 5.8. Se une el transmisor con el receptor mediante fibra, sin dispositivos ópticos adicionales. El esquema (A) no incluye filtrado óptico para poder estudiar la tolerancia ideal que muestra cada formato a la dispersión, mientras que el esquema (B) sí incluye una cadena de filtros en la red. Pretende simular las condiciones de filtrado que se dan en los actuales sistemas DWDM. La cadena estará constituida por 5 filtros Gaussianos paso banda de 85 GHz, idénticos a los empleados en el estudio de la distorsión por filtrado de la sección anterior.

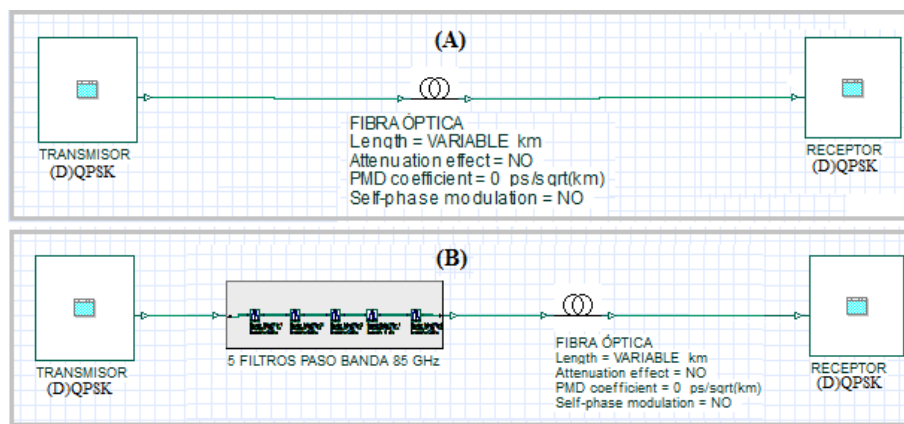


Figura 5.8: Esquema de red empleado para las simulaciones realizadas durante el estudio de la tolerancia de los formatos 100G-(D)QPSK a la GVD.

Los cálculos obtenidos se realizan de nuevo para fibras SSMF y NZDSF⁺, con el fin de realizar un análisis lo más objetivo posible, dado que cada fibra tiene un coeficiente de dispersión cromática diferente. Además, así se conseguirá demostrar que la tolerancia a la dispersión de los formatos (D)QPSK no depende del tipo de fibra empleada en la red. Los parámetros de cada fibra son los mismos que los usados en el capítulo anterior (tabla 4.7).

La penalización observada con la dispersión acumulada será la media aritmética de los valores obtenidos en SSMF y NZDSF⁺. Variando la longitud de ambas en los dos esquemas de la figura 5.8 se inducirán en el receptor distintos valores de dispersión acumulada. La penalización generada se mide directamente en el “*BER Analyzer*” de la rama en fase y en cuadratura del receptor.

La tolerancia a la dispersión tampoco depende del tipo de detección usada, por lo que se puede emplear indistintamente detección coherente o detección diferencial interferométrica para realizar las medidas. Con el fin de reducir la complejidad del montaje de la simulación recurriremos a la detección interferométrica, por lo que los formatos analizados serán los de fase diferencial DQPSK. Como comparten forma de onda y espectro con QPSK, la tolerancia a la GVD será la misma en la versión diferencial y no diferencial.

Antes de ejecutar la simulación, habrá que desactivar en el panel de control del OptiSystem la atenuación, la PMD y los efectos no lineales de la fibra, para que la penalización en potencia medida sobre el diagrama de ojo se deba exclusivamente a la dispersión cromática acumulada. El resto de parámetros de la simulación se mantienen con los mismos valores de las secciones anteriores. Bajo estas condiciones de trabajo los resultados obtenidos son:

Formato de Modulación	CD _{acum} [ps/nm] (2-dB pen.)	CD _{acum} +filtrado 85 GHz [ps/nm] (2-dB pen.)
33% RZ-(D)QPSK	52,0	95,1
50% RZ-(D)QPSK	54,6	95,0
67% RZ-(D)QPSK	56,4	93,2
CSRZ-(D)QPSK	49,3	94,0
NRZ-(D)QPSK	67,8	91,5

Tabla 5.5: Dispersión acumulada para una penalización en la OSNR de 2 dB.

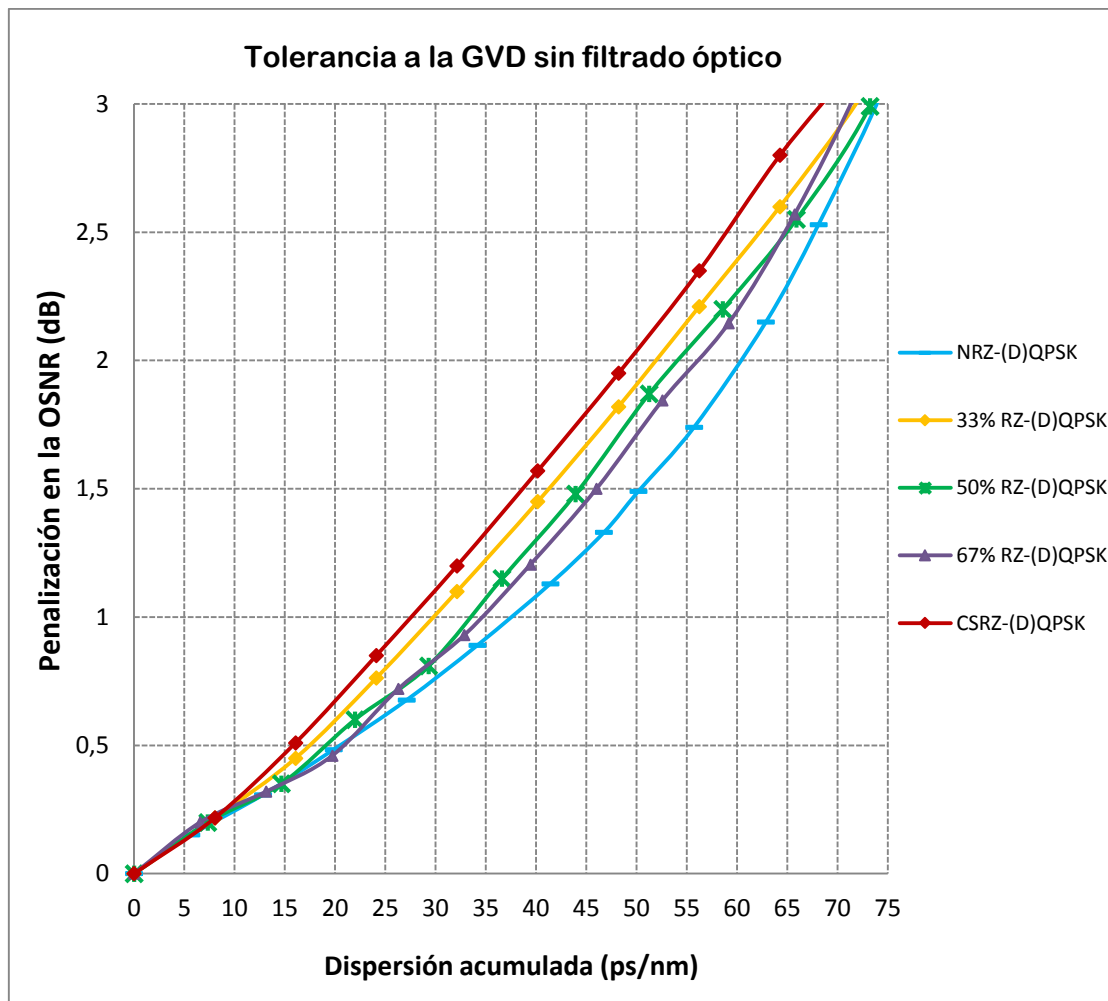


Figura 5.9: Penalización en la relación señal-a-ruido óptica en función del valor de dispersión acumulada. Comparación de tolerancias a la GVD en ausencia de filtrado óptico. Caso A.

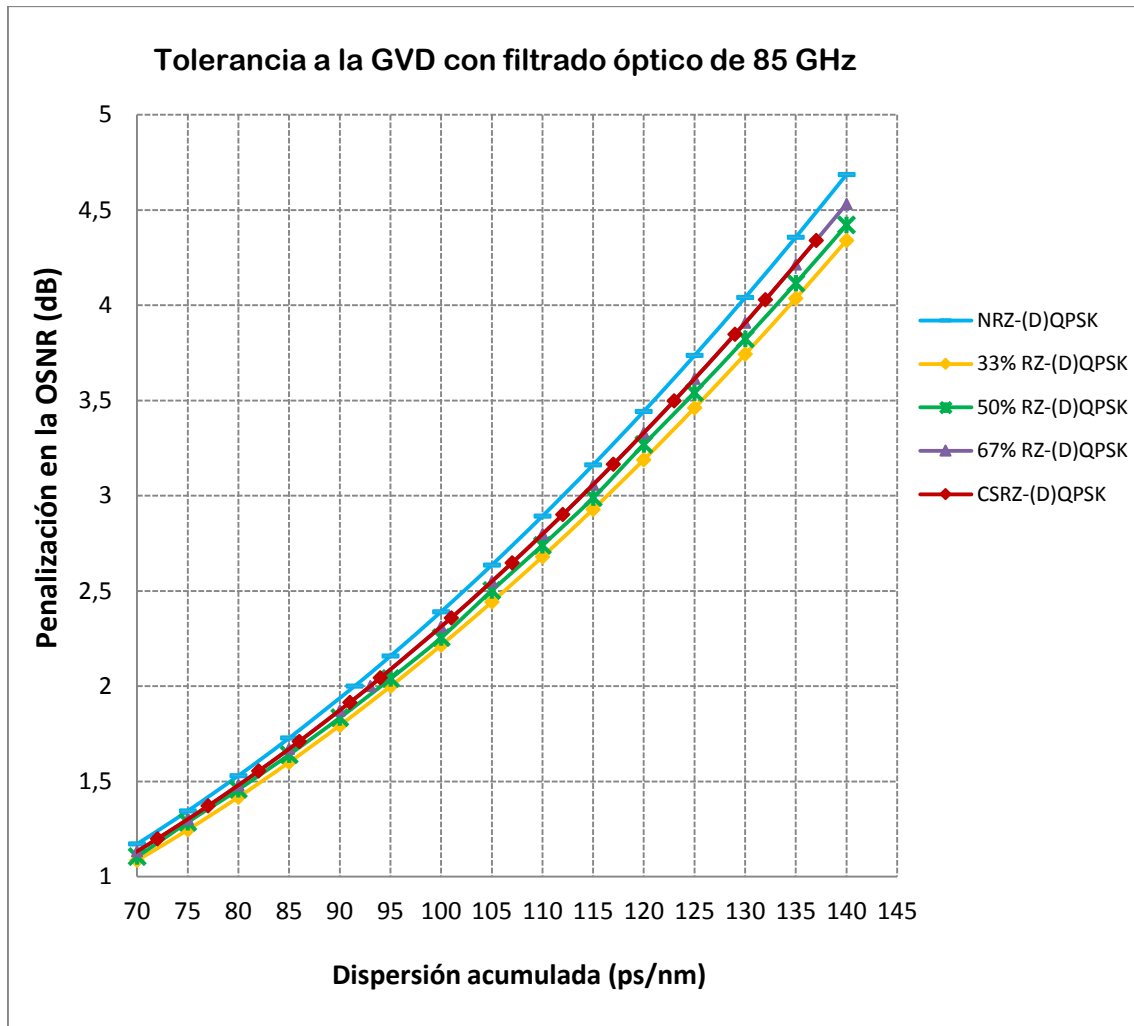


Figura 5.10: Penalización en la relación señal-a-ruido óptica en función del valor de dispersión acumulada. Comparación de tolerancias a la GVD en presencia de filtrado óptico en la red. Caso B.

Las conclusiones que se pueden extraer de estos resultados para (D)QPSK son muy similares a las comentadas con las señales IM y PM. En las dos pruebas realizadas, tanto en presencia como en ausencia de filtrado en la red, la tolerancia mostrada por cada formato depende de la forma de onda y del espectro que ve la fibra. En el esquema A (sin filtrado óptico), ambos factores son exclusivos de la modulación concreta con la que se trabaje, mientras que en el esquema B la forma de onda y el espectro visto por la fibra vendrán marcados por el conjunto “*modulación + filtros*”.

En líneas generales, cuanto más estrecho sea el espectro (D)QPSK, más tolerante será a la dispersión acumulada ya que menores serán las diferencias entre los retardos de grupo de sus componentes espectrales y por consiguiente menor será la penalización inducida en la OSNR por GVD. Se puede comprobar la veracidad de nuestras afirmaciones en ambos esquemas de trabajo, en (A) y en (B).

En la red sin filtros, los formatos (D)QPSK de espectro más estrecho son los de mayor ciclo de trabajo (pulsos de mayor anchura temporal). Así NRZ-(D)QPSK y 67% RZ-(D)QPSK son las modulaciones de fase en cuadratura con mayor tolerancia a la dispersión. CSRZ-(D)QPSK al tener la portadora suprimida ganará en tolerancia a las no linealidades pero pierde robustez

frente a la dispersión cromática, al igual que ocurría con la modulación CSRZ-OOK en el capítulo anterior.

En la red con filtrado óptico el orden de tolerancias se invierte. Mientras que en el esquema (A), NRZ-(D)QPSK mostraba más tolerancia a la dispersión que las versiones RZ, en (B) son las señales RZ-(D)QPSK las más robustas. El filtrado deja los anchos de banda de las señales NRZ/RZ-(D)QPSK prácticamente idénticos entre sí (misma EE), de ahí que la tolerancia a la GVD de las mismas sea muy parecida (la diferencia entre los retardos de grupo de las distintas componentes espectrales apenas variará de una señal a otra). En idénticas condiciones de anchura espectral la variante (D)QPSK que más tolerancia mostrará a la GVD será aquella que cuente con los pulsos gaussianos más estrechos al reducirse la interferencia entre símbolos para un mismo valor de dispersión acumulada: la modulación 33% RZ-(D)QPSK. Por eso en (B) las versiones RZ presentan una mayor tolerancia a la dispersión que la portadora con pulsos NRZ.

El filtrado de las señales RZ-(D)QPSK, además de incrementar su eficiencia espectral hasta los 2 b/s/Hz, tiene la ventaja adicional de que aumenta su tolerancia a la dispersión cromática. La cadena de filtros de la red (B) reduce las componentes espectrales de las señales (D)QPSK, por lo que la diferencia entre los retardos de grupo de las mismas también se habrá reducido. Consecuentemente, la tolerancia a la dispersión cromática habrá aumentado. Por esta razón, se requiere más dispersión acumulada en la tercera columna de la tabla 5.5 para inducir una penalización de 2 dB en la OSNR.

Mientras, en este segundo escenario los formatos CSRZ-(D)QPSK y 67% RZ-(D)QPSK presentan la misma degradación por dispersión cromática acumulada. La gran tolerancia que la versión CSRZ mostrará a las no linealidades intracanal junto con su excelente robustez frente a la GVD convierten a este formato en un atractivo candidato para los estándares 100 y 200 GbE.

Consideraciones finales del estudio de la GVD en las señales 100G-(D)QPSK

A 100 Gb/s, en términos puros de robustez frente a la dispersión cromática de la fibra, el formato de modulación (D)QPSK más tolerante es la versión NRZ. Pero el rendimiento de una señal frente a diferentes perturbaciones no puede ser analizado perturbación a perturbación de forma aislada, sino que debe ser evaluado en el contexto del sistema en el que está operando. Y un claro ejemplo lo acabamos de ver analizando la tolerancia a la dispersión en presencia de filtrado óptico. Como la tolerancia a la GVD depende de la forma de onda y del espectro de la modulación, y el filtrado modifica ambas, es obvio que la presencia de filtros en la red alterará la tolerancia observada. Y puesto que en una red DWDM real aparecen multitud de dispositivos con filtros integrados en sus estructuras, la tolerancia a la dispersión es mucho más objetiva en el sistema B analizado. En este contexto, el formato que muestra una mayor tolerancia es el **33% RZ-(D)QPSK**.

Se han desactivado los efectos no lineales, dado que también pueden modificar la tolerancia a la dispersión. La automodulación de fase y la modulación de fase cruzada modifican el ancho de banda de las señales y por lo tanto su resistencia a la GVD. Pero como a 100 Gb/s predominan el IXPM e IFWM, los resultados recogidos en la tabla 5.5 y en las gráficas contiguas son muy similares a los que se obtendrían operando en el régimen no lineal de la fibra.

La distorsión generada por la GVD se traduce en jitter de amplitud y de tiempo sobre el diagrama de ojo de las señales (D)QPSK (figura 5.11). Sin aplicar ninguna técnica de

compensación de la dispersión, la máxima longitud alcanzable por 100G-(D)QPSK no va a superar nunca los 20 Km, ni siquiera empleando fibras de baja dispersión NZDSF⁺. Para distancias de propagación inferiores a 1000 Km, se suele compensar la dispersión acumulada mediante fibras DCF. En cambio, si se utiliza esta técnica de compensación en redes de larga distancia (superiores a los 1000 km), la CD_{acum} en los canales no compensados de la banda DWDM supondría una limitación al rendimiento del sistema, por lo que se suele recurrir al uso de algoritmos de compensación en los procesadores digitales del receptor (DSP).

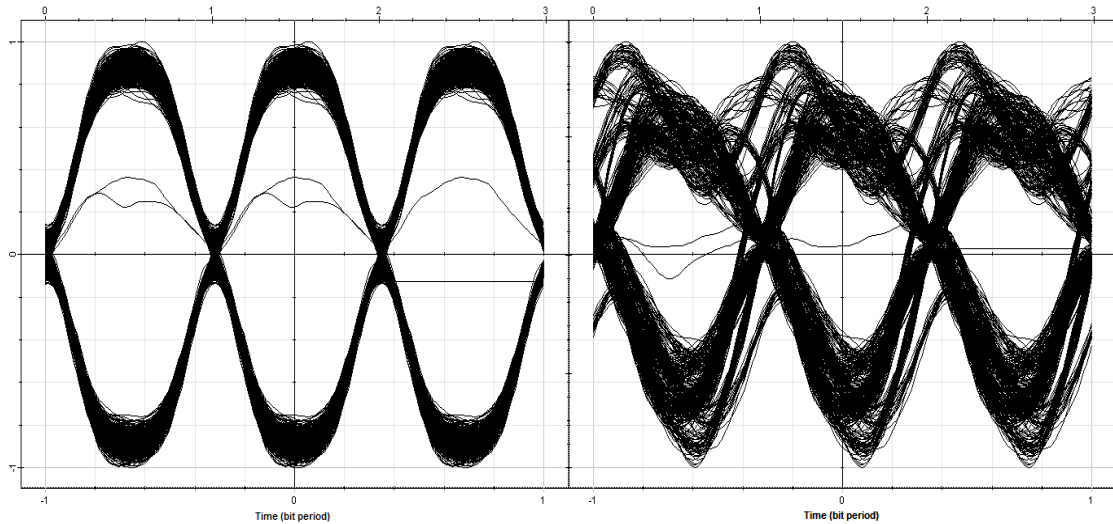


Figura 5.11: Jitter de tiempo y de amplitud generado en (D)QPSK como consecuencia del ensanchamiento y solapamiento de los pulsos debido a la dispersión cromática de la fibra. Se muestran los diagramas de ojo de la señal CSRZ-(D)QPSK sin dispersión acumulada (izquierda) y con una cierta degradación por dispersión acumulada no compensada (derecha).

4. TOLERANCIA A LA PMD

Por encima de los 40 Gb/s, la PMD se convierte en un verdadero dolor de cabeza para la propagación de las señales por la fibra. Primero porque la única forma de mitigar su efecto es jugando con los diferentes formatos de modulación para descubrir cuáles ofrecen una mayor tolerancia [Hankui, L. *et al.*, 2006], segundo porque es la principal causa de las diferencias de rendimiento entre canales DWDM y tercero porque las técnicas de compensación existentes son complejas de implementar.

En el capítulo 4 se descubrió que a 100 Gb/s los formatos (D)QPSK destacaban (entre otras características) por su robustez frente a la PMD, muy superior a la del resto de modulaciones de intensidad y de fase estudiados. El principal motivo era la doble duración de su periodo de símbolo.

Recordemos que uno de los principales factores de resistencia a la PMD era justamente la duración de T_s , de manera que cuanto mayor fuese éste más tolerancia a la PMD se tendría. Según este razonamiento podría ser interesante usar modulaciones multinivel de orden superior, con un periodo de símbolo mayor (M-(D)PSK o M-QAM), pero la sensibilidad en recepción se

vería seriamente afectada. Las señales (D)QPSK ofrecen pues el mejor balance a 100 Gb/s entre robustez a la PMD y sensibilidad en recepción.

Por lo tanto, tras tener claro que a estas tasas de bit (D)QPSK es el formato óptimo, el objetivo de este apartado debe ser descubrir qué variante de fase en cuadratura es la más tolerante de todas a la PMD. A través de una pequeña simulación por ordenador se estudiarán las tolerancias mostradas por cada una de las señales de la tabla 5.2.

Las simulaciones se apoyarán en el esquema monocanal de la figura 5.12. En una comunicación monocanal a 100 Gb/s, el DGD puede ser considerado constante a lo largo del ancho de banda del canal óptico (PMD de 1º orden). Pero en un sistema multiplexado en λ , con varios canales ópticos sobre una misma fibra, el DGD será variable de canal a canal por lo que el rendimiento de cada uno será diferente debido a la PMD de 2º y 3º orden (entre otros motivos). Como solo se pretende estudiar la tolerancia de los formatos (D)QPSK a la PMD de 1º orden, es suficiente con realizar un planteamiento monocanal para las simulaciones de esta sección.

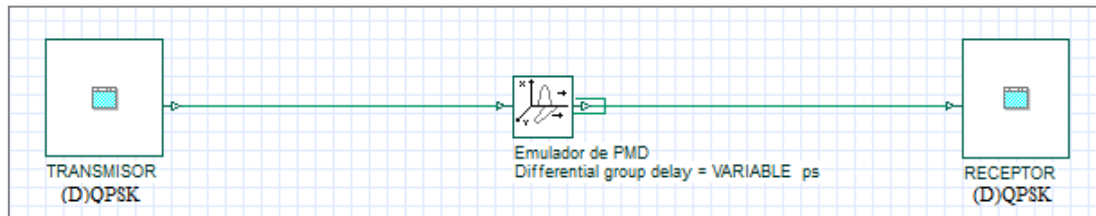


Figura 5.12: Montaje en el OptiSystem para las simulaciones realizadas durante el estudio de la tolerancia a la PMD de primer orden de las diferentes versiones 100G-(D)QPSK.

La tolerancia se estudia midiendo y comparando el valor de DGD necesario para inducir una degradación en la OSNR de 1 dB en cada caso. El formato que requiera una mayor diferencia del retardo de grupo entre polarizaciones para generar dicha penalización será el más robusto.

Siguiendo el planteamiento del capítulo anterior cuando se estudió la tolerancia a la PMD entre señales IM vs PM, se volverá a hacer uso del “PMD Emulator” en las simulaciones. El emulador de PMD se encarga de generar un retardo entre polarizaciones y una rotación en el SOP de la señal acorde con los parámetros fijados. Así, se inducirán diferentes valores de DGD entre el TX y el RX hasta dar con el que se corresponde con la penalización de 1 dB para cada caso analizado.

En recepción se puede emplear tanto detección coherente como diferencial interferométrica. Al igual que ocurría con la GVD, la degradación de la señal por PMD no depende del tipo de detección empleada. Pero una vez más recordemos que usando detección interferométrica solo se podrán comparar los formatos DQPSK, aunque como estos comparten el mismo perfil temporal y espectral con QPSK es indiferente cuales se analicen. Ahora bien, independientemente del tipo de detección empleada, el receptor debe constar de su correspondiente preamplificador y filtro paso banda de 85 GHz que filtre la señal antes de la conversión óptico-eléctrica. Por cuestiones de simplicidad en el diseño nos decantamos por el uso de DQPSK+DD en las simulaciones.

Antes de comenzar con la simulación se configurará el emulador de PMD con los mismos parámetros que en el capítulo 4 (sección 5.2). El resto de parámetros de la simulación no varían respecto a los apartados anteriores manteniéndose los valores de la tabla 5.2.

Parámetro	Valor	Unidad	Comentarios
Longitud	50	km	Longitud de la fibra de la que se pretende simular los efectos de la PMD
Atenuación	0,2	dB/km	Coefficiente de atenuación de la fibra
Dispersión	0	ps/nm·km	Parámetro de dispersión cromática de la fibra a la frecuencia referencia
Pendiente de la dispersión	0	ps/nm ² ·km	Pendiente de la dispersión cromática a la frecuencia referencia
Frecuencia referencia	193,1	THz	Frecuencia analizada
DGD	[0-20]	ps	Diferencia entre los retardos de grupo de las polarizaciones de la señal
Ratio de despolarización	10,8	deg/GHz	Rotación del SOP de la señal por unidad de ancho de banda. Valor por defecto
Dispersión acumulada en cada polarización	0	ps/nm	Dispersión cromática acumulada en cada una de las polarizaciones. En vez de definir D y S_{slope} arriba, podemos configurar la CD_{acum} vista en el extremo de la fibra para cada polarización

Tabla 5.6: Parámetros del emulador de PMD.

Para analizar la PMD de forma independiente al resto de limitaciones estudiadas, es necesario desactivar la atenuación y la dispersión cromática. Así la penalización en potencia medida en el diagrama de ojo será debido exclusivamente a los efectos derivados de la PMD. Tras configurar y ejecutar el OptiSystem se obtuvieron estos resultados:

Formatos de Modulación	DGD (1-dB pen.)
NRZ-(D)QPSK	7,8 ps
CSRZ-(D)QPSK	8,4 ps
67% RZ-(D)QPSK	8,2 ps
50% RZ-(D)QPSK	8,4 ps
33% RZ-(D)QPSK	8,6 ps

Tabla 5.7: DGD necesaria para una $\delta_{OSNR} = 1$ dB en los diferentes formatos 100G-(D)QPSK.

La penalización en potencia de 1 dB ocurre para un valor del DGD entre el 30% y 40% de la duración del periodo de símbolo ($T_s = 20$ ps), puesto que en todos los casos analizados el DGD oscila en torno a los 8 ps. Esto nos muestra a su vez que la tolerancia de las distintas señales de fase en cuadratura es muy parecida y no hay grandes diferencias entre ellas. El peor resultado lo registra el formato NRZ-(D)QPSK, cuya DGD no llega a los 8 ps. Sus pulsos ópticos se solapan con un menor retardo de grupo entre polarizaciones al ocupar éstos todo el intervalo de símbolo.

En el otro extremo (DGD_{MAX}) se encuentra **33% RZ-(D)QPSK**, el cual se destaca como el formato más tolerante a la PMD de 1° orden. De hecho, al contrario que ocurría con la GVD, a medida que se reduce el ciclo de trabajo aumenta la robustez frente a la PMD. La explicación es sencilla: cuanto más estrecho sea el pulso RZ más difícil será que se solape con los pulsos adyacentes, por lo que será necesaria una mayor diferencia entre los retardos de sus polarizaciones para inducir la misma penalización por PMD que en formatos con mayor ciclo de trabajo. Por eso 33% RZ-(D)QPSK, al tener el menor ciclo de trabajo de todas las señales estudiadas, requiere un valor mayor de DGD para sufrir la misma penalización en potencia. Por su parte CSRZ-(D)QPSK, a pesar de tener un ciclo de trabajo del 67% en sus pulsos, muestra la misma tolerancia a la PMD de primer orden que la versión del 50%.

Cerramos el estudio de esta sección incluyendo una gráfica que presenta la evolución de la penalización de la OSNR para diferentes valores de la DGD. De un solo vistazo se podrá comprobar que los formatos de menor ciclo de trabajo terminan siendo los más tolerantes a la PMD de 1° orden. Para calcular la gráfica se han realizado 80 iteraciones en el OptiSystem variando el parámetro DGD del emulador entre 0 y 20 ps.

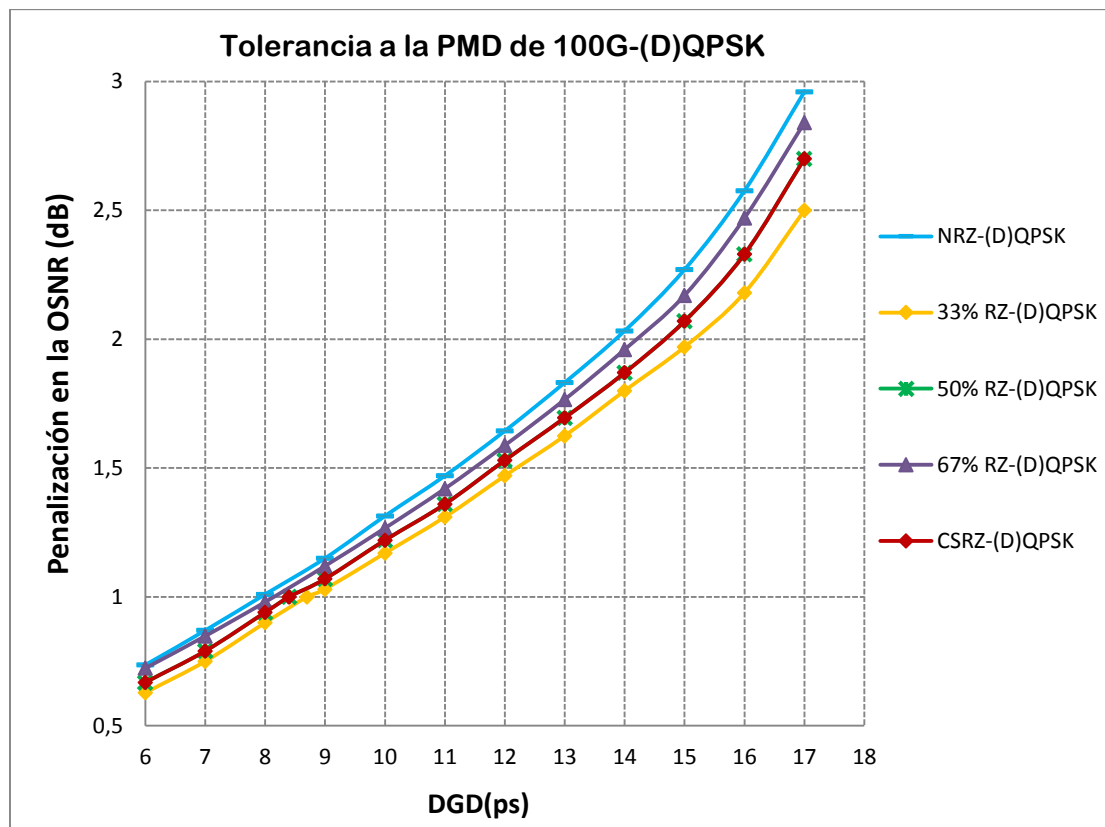


Figura 5.13: Evolución de la penalización de la OSNR con la DGD inducida sobre (D)QPSK a 100 Gb/s.

En el capítulo anterior ya se mencionó que la dispersión cromática no compensada y el filtrado óptico podían mejorar la tolerancia de los formatos a la PMD. En principio, el filtrado casi siempre va a venir fijado por las especificaciones de la ITU, por lo que normalmente no será una variable de diseño con la que se pueda contar. La dispersión cromática acumulada sí que dará mucho más juego, pudiendo modificarse el mapa de dispersión del enlace para reducir la penalización vista por diferentes perturbaciones, entre ellas la PMD. La optimización del mapa de dispersión permitirá reducir la diferencia de prestaciones vista entre canales DWDM debido

a la PMD de 2° y 3° orden, consiguiendo una curva de rendimiento entre canales mucho más plana (tema 6, sección 1.3).

Existen muchas técnicas enfocadas a compensar la PMD: eléctricas, ópticas, híbridas... Sin duda, la que mejores resultados ofrece y mayor popularidad ha conseguido está basada en el uso de algoritmos de procesamiento digital tras la fotoconversión (*ecualización MIMO*) [Guifang Li, 2009; Gorshtein, A. and Sadot, D., 2013]. El principal inconveniente de estos algoritmos es que van ligados a la detección coherente, de manera que la complejidad del subsistema receptor será considerable. En general, cualquier técnica de compensación de la PMD es compleja y costosa, por lo que se debe evaluar previamente si se puede prescindir de ella manteniendo un rendimiento óptimo en el sistema (DQPSK+DD *versus* QSPK+CD+DSP).

La compensación de la PMD a 100 Gb/s se convierte en una tarea necesaria cuando se trabaja en ultralarga distancia, donde la PMD de 2° y 3° orden generan grandes diferencias de rendimiento entre los canales de la banda DWDM. En distancias inferiores a los 1000 Km, aunque los efectos de esta limitación se dejan notar, no será la perturbación a la propagación predominante.

5. ACUMULACIÓN DE RUIDO ASE: NÚMERO MÁXIMO DE VANOS

El coeficiente de atenuación mostrado por la fibra hace que la señal propagada vaya perdiendo potencia progresivamente con la distancia recorrida. Tras una determinada distancia de propagación, la potencia de la señal habrá caído por debajo del umbral de detección, por lo que será necesario introducir amplificadores ópticos en el enlace que recuperen el nivel de potencia de partida.

La ITU-T, en su recomendación G.692 (2005), establece la distribución de los amplificadores ópticos en los sistemas multicanal que precisen una amplificación distribuida. En las redes terrestres los vanos de amplificación oscilan entre 80 y 120 km, mientras que en los sistemas submarinos la distancia entre amplificadores se reduce a 40-60 km.

Independientemente de la distribución de los amplificadores por el enlace, todas las redes ópticas multivano tienen un problema en común: la acumulación de ruido ASE generado por la cadena de amplificadores en línea. En una red de larga distancia, el ruido ASE se propaga y se amplifica vano tras vano, reduciendo la relación señal-a-ruido de los canales ópticos, tal y como muestra la figura 5.14. En dicha figura se puede ver precisamente cómo la potencia de ruido ASE aumenta vano tras vano, de manera que aunque se diseñe la cadena de amplificadores para mantener la potencia de la señal constante, trabajando “*en transparencia*”, el nivel de potencia de ruido ASE aumentará inevitablemente por dos motivos. Por un lado se amplificará el ruido ASE residual generado en vanos anteriores y por otro lado, a ese ruido residual se le añadirá el generado en el amplificador óptico en cuestión.

Consecuentemente, la potencia de ruido aumentará y la OSNR del sistema se irá reduciendo progresivamente. Y el principal inconveniente de todo esto es que tras la conversión óptico-eléctrica, todo ese ruido ASE acumulado durante el enlace se trasladará a la corriente fotogenerada.

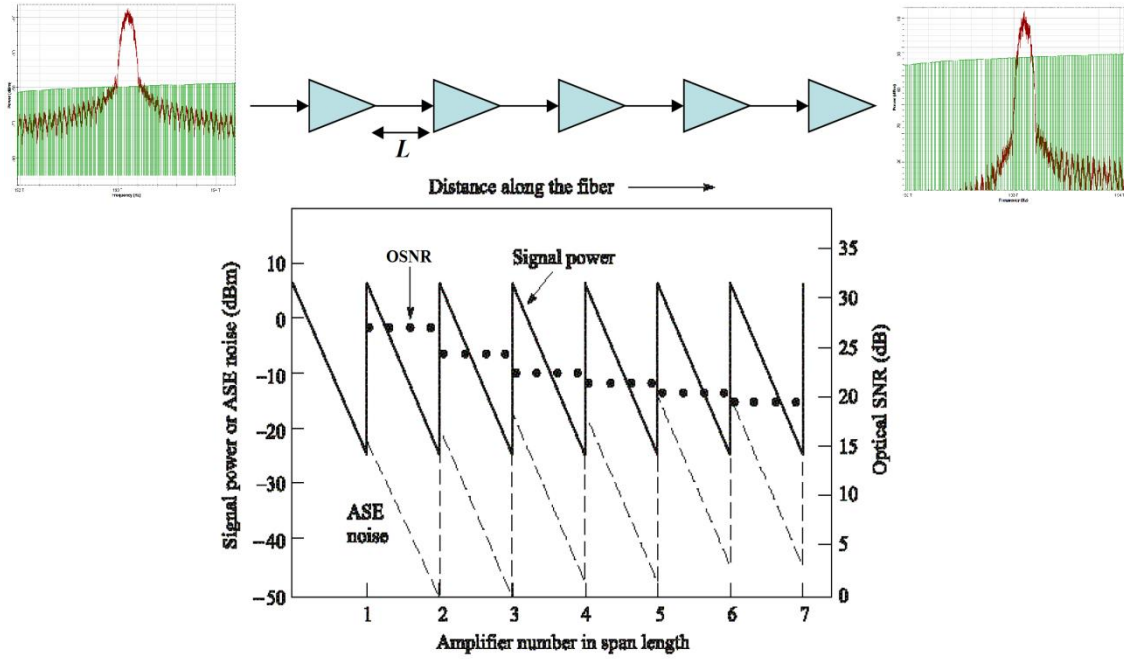


Figura 5.14: Acumulación de ruido ASE en una red multivano.

Es por lo tanto nuestra misión descubrir qué formatos de fase en cuadratura son los más eficientes en aquellos sistemas de 100 Gb/s limitados por acumulación de ruido ASE. La tolerancia al ruido de amplificación era uno de los requisitos iniciales exigidos a los formatos de modulación óptica avanzada, limitación a la propagación que por otro lado no se llegó a estudiar específicamente durante el capítulo anterior. Sin embargo, dicho estudio sí se realizará ahora para las modulaciones de fase en cuadratura.

La forma de poder comparar la tolerancia de cada formato al ruido ASE es muy simple. Sobre una red multivano, donde la limitación principal sea el ruido acumulado por la cadena de amplificadores, calculamos y comparamos el máximo número de vanos que se puede propagar cada una de nuestras señales (D)QPSK a 100 Gb/s. El formato con el que se consiga una mayor distancia de propagación será el que muestre una mayor tolerancia a esta limitación.

Este estudio se puede realizar de dos maneras diferentes: mediante un cálculo teórico o mediante simulación por ordenador. Ambos métodos arrojarán resultados muy parecidos y señalarán a la modulación 33% RZ-(D)QPSK como la opción más tolerante.

Cálculo teórico del Máximo Número de Vanos

Si el ruido ASE acumulado reduce gradualmente la relación señal-a-ruido, la máxima distancia de propagación se obtiene para el número de vanos que haga que la OSNR medida coincida con la OSNR límite establecida por la sensibilidad del sistema, acorde a la probabilidad de error de bit prefijada:

$$OSNR_{Delivered} = OSNR_{Required} (BER = 10^{-12}) \quad [5.5]$$

Considerando que la penalización en potencia se debe exclusivamente al ruido ASE acumulado, entonces para N_A vanos de amplificación, la OSNR medida será [Winzer, P.J. *et al.*, 2008]:

$$OSNR_{Del}(dB) = 10 \log_{10} \left(\underbrace{\frac{1000}{hcB_{ref}} \cdot \lambda}_{\approx 58 \text{ a } 1550 \text{ nm}} \right) + \underbrace{P_{in}(dBm)}_{\text{Potencia lanzada a la red}} - \underbrace{F_n(dB)}_{\text{Figura de ruido de 1 vano}} - \underbrace{L_{span}(dB)}_{\text{Pérdidas en 1 vano}} - \underbrace{10 \log_{10}(N_A)}_{\text{nº de vanos}} [5.6]$$

La figura de ruido del vano viene fijada por la figura de ruido de su amplificador óptico (5 dB aproximadamente) y las pérdidas del vano modelan la atenuación sufrida por la señal en su trayecto por la fibra. Igualando la ecuación 5.6 con el valor de la $OSNR_{req}$ para cumplir con un BER de 10^{-12} en recepción (valores en la tabla 5.3), se podrá despejar el máximo número de vanos alcanzados por cada formato (D)QPSK a 100 Gb/s.

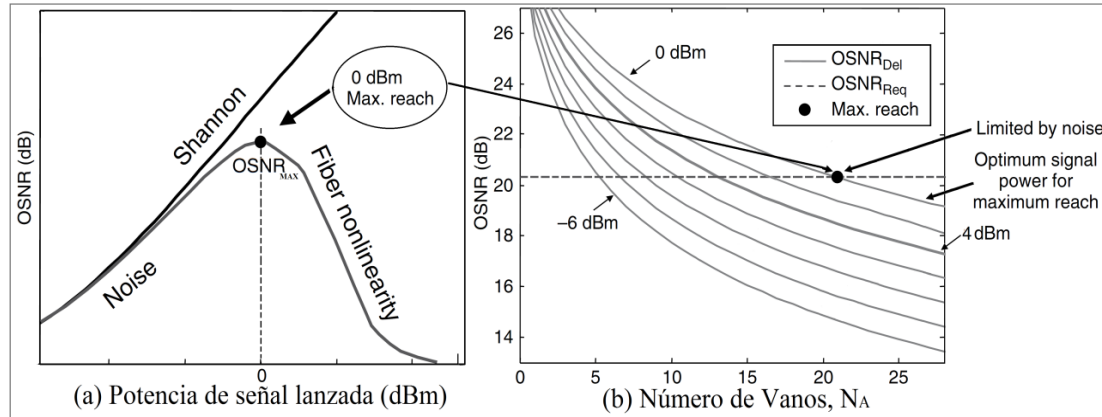


Figura 5.15: Cálculo teórico del máximo número de vanos [Winzer, P.J. et al., 2008].

Para cada señal de fase en cuadratura, el máximo alcance se conseguirá lanzando a la fibra la máxima potencia óptica posible que maximice la OSNR en recepción pero sin limitar por no linealidades (figura 5.15.a). Dicha potencia óptica conforma la frontera entre el régimen lineal y no lineal del sistema y es en esa zona donde se debe trabajar. Esto conlleva conocer previamente para cada formato (D)QPSK y para cada tipo de fibra qué valor de potencia óptica se corresponde con el final de su régimen lineal (ver sección 6 del presente capítulo, tabla 5.9).

Cálculo con el OptiSystem del Máximo Número de Vanos

La forma de calcular mediante simulación la distancia máxima de propagación es idéntica en lo esencial al análisis teórico anterior. Se debe simular una red óptica multivano limitada exclusivamente por ruido ASE y medir cuántos vanos se podrá propagar cada señal (D)QPSK con un BER inferior a 10^{-12} .

Para ello se construye una comunicación monocanal entre transmisor y receptor con un vano de amplificación controlado por un bucle, donde sea posible configurar el número de vueltas que de la señal transmitida sobre dicho vano. Usando una comunicación monocanal, operando en régimen lineal y compensando completamente la dispersión, nos aseguramos de que la limitación principal del sistema provenga de la degradación de la OSNR por acumulación de ruido ASE. Además, con la simulación monocanal se evitan los problemas intrínsecos a las comunicaciones DWDM: la diafonía, la distorsión por filtrado óptico en los mux/demux y la penalización por dispersión acumulada en los canales no compensados.

El montaje de red es el mostrado en la figura 5.16. El vano de amplificación está configurado por 80 km de fibra SSMF seguido de 13,6 km de fibra DCF, con el fin de compensar la

dispersión cromática de forma completa a la frecuencia de emisión (193,1 THz). Con el booster de entrada se controla la potencia lanzada a la fibra para poder operar a la potencia óptima que maximiza la $OSNR_{Del}$ en recepción y el alcance sin limitar por no linealidades (frontera entre el régimen lineal y no lineal). Los amplificadores ópticos del montaje han sido configurados con una figura de ruido de 5 dB, mientras que el receptor cuenta con su correspondiente preamplificador y filtro óptico paso banda encargado de limitar el espectro de ruido ASE a su entrada. Se realiza el estudio tanto para detección coherente (QPSK y DQPSK) como para detección directa interferométrica (solo DQPSK).

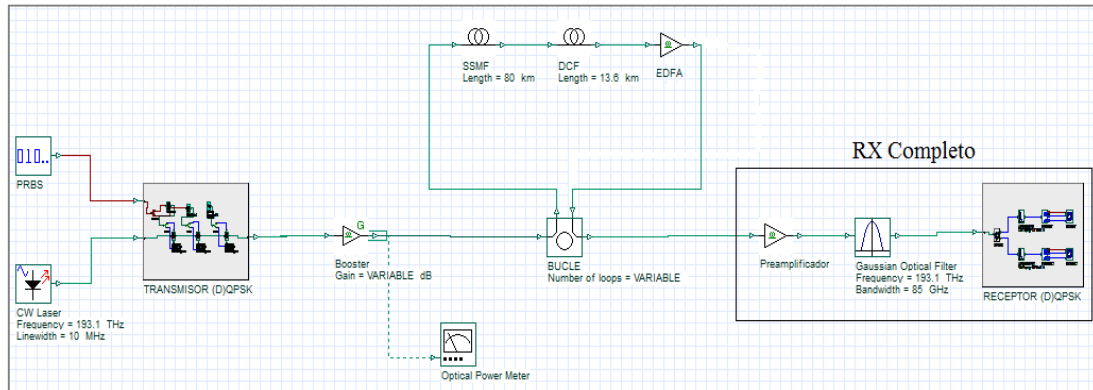


Figura 5.16: Configuración de red para el estudio de la tolerancia al ruido ASE de los formatos 100G-(D)QPSK.

En el apartado siguiente se estudiará la tolerancia de las señales a los efectos no lineales y se calculará la evolución del BER con la potencia óptica lanzada a la fibra. Así será posible saber cuál es la potencia de entrada que maximiza la SNR en recepción y el alcance en una red multivano (tabla 5.9). Dicha potencia, es diferente para cada formato de modulación y tipo de fibra empleada. Las potencias lanzadas para cada caso analizado se muestran en la tabla 5.8 entre paréntesis, debajo del nombre de la modulación correspondiente.

Para calcular el máximo número de vanos se aumenta con diferentes iteraciones el número de vueltas en el controlador del bucle del montaje hasta alcanzar en el receptor la probabilidad de error de bit límite de 10^{-12} . Siguiendo el mismo patrón de trabajo con todas las variantes de fase en cuadratura, de las simulaciones realizadas se extraen los resultados recogidos en la tabla 5.8.

El formato con el que se consigue una mayor distancia de propagación es el 33% RZ-(D)QPSK, tanto para detección coherente como para detección directa. De hecho, a medida que se reduce el ciclo de trabajo se logra aumentar la distancia de propagación, lo que indica una mayor tolerancia al ruido ASE de la red. La acumulación de ruido ASE reduce progresivamente la OSNR de la señal, por lo que los formatos más robustos frente a esta limitación serán los que muestren mejor sensibilidad en recepción y por lo tanto los que consigan mayores distancias de propagación.

En este sentido, sabemos del apartado 1 que cuanto menor sea el ciclo de trabajo de la portadora óptica mayor sensibilidad tendremos en el sistema por lo que se podrá alcanzar un mayor número de vanos. Por eso el formato 33% RZ-(D)QPSK es el que mejores resultados ofrece. En el lado opuesto se encuentra NRZ-(D)QSPK, siendo la opción menos tolerante a la acumulación de ruido ASE a causa de ser el formato de fase en cuadratura con menor sensibilidad de todos.

Llama especialmente la atención las diferencias obtenidas entre la detección coherente y la detección directa. Si idealmente la diferencia de sensibilidades entre ambos tipos de detección es de unos 3 dB, la distancia de propagación para la detección coherente se debería duplicar, y sin embargo solo hay una diferencia de unos 10 vanos de media. ¿A qué se debe esto?

La explicación la encontramos cuando nos paramos a pensar en las distancias de propagación sobre las que nos moveríamos si se duplicase el alcance: por encima de los 4000 km de media. En redes de ultralarga distancia y a 100 Gb/s, la PMD se convertirá en una de las limitaciones predominantes, de manera que si no se compensa limitará el alcance del enlace óptico. Por eso, con ninguna señal se conseguirá superar los 4000 km de distancia. En cambio, desactivando la PMD en las simulaciones se vería duplicado el alcance con suma facilidad.

Formato de Modulación 100 Gb/s	Detección Directa (solo DQPSK)		Detección Coherente		Mejora (CD vs DD)
	Alcance (vanos)	Alcance (km)	Alcance (vanos)	Alcance (km)	Nº de vanos
NRZ-(D)QPSK (6.3 dBm)	17	1591	26	2434	+9
CSRZ-(D)QPSK (9.2 dBm)	23	2153	35	3276	+12
67% RZ-(D)QPSK (7.6 dBm)	21	1966	31	2902	+10
50% RZ-(D)QPSK (8.8 dBm)	26	2434	38	3557	+12
33% RZ-(D)QPSK (9.9 dBm)	28	2621	41	3838	+13

Tabla 5.8: Máximo número de vanos de transmisión.

6. EFECTOS NO LINEALES INTRACANAL: TOLERANCIA AL IXPM E IFWM

La distorsión inducida por los efectos no lineales de la fibra es el último punto que queda por analizar en los formatos (D)QPSK. Con el estudio teórico-práctico realizado en el capítulo anterior se dejó perfectamente justificado que a 100 Gb/s las no linealidades predominantes eran las derivadas de la interacción entre pulsos de un mismo canal óptico: el *Intrachannel Cross-Phase Modulation* y el *Intrachannel Four-Wave Mixing*. Durante esta sección se pretende estudiar a fondo las consecuencias que estos dos fenómenos generan sobre las modulaciones de fase en cuadratura y la tolerancia de éstas a ambas no linealidades según el valor del ciclo de trabajo configurando en los pulsos de la portadora óptica.

Conviene recordar que el IXPM explicaba la modulación adicional de fase sufrida por un pulso debido a variaciones en la intensidad de los pulsos adyacentes solapados con él. Por otro lado, el IFWM hacía referencia a la generación de pulsos fantasma como consecuencia del batido de pulsos diferentes. Tres pulsos distintos se podían llegar a batir entre sí para dar lugar a un cuarto pulso, de amplitud aleatoria, conocido como pulso fantasma.

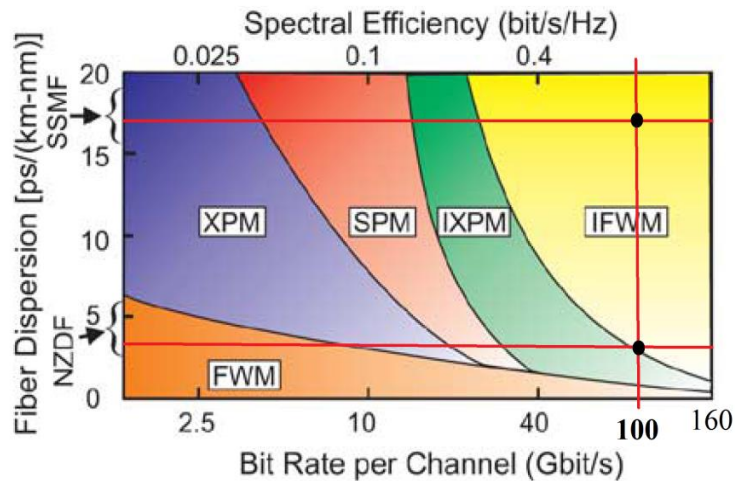


Figura 5.17: A 100 Gb/s predominan el IFWM e IXPM [Winzer P.J. *et al.*, 2008].

En el anterior capítulo también se llegaron a estudiar las consecuencias generadas por ambos efectos sobre las modulaciones de intensidad (IM) y las de fase (PM):

- En las señales IM el IFWM inducía jitter de amplitud debido a la amplitud aleatoria de los pulsos fantasma que se superponían a los bits transmitidos por el canal. Mientras, el IXPM generaba únicamente desplazamientos en la fase de los bits, lo que se traducía en jitter de fase.
- En las señales PM el efecto del IXPM era el mismo que en las señales de intensidad modulada. Generaba desplazamientos de fase sobre la portadora óptica trasladándose al diagrama de ojo como jitter de fase. Por su parte, el IFWM generaba tanto jitter de amplitud como de fase al interactuar sobre una portadora óptica de envolvente constante. En este caso los pulsos fantasma también podían inducir desplazamientos de fase en los pulsos de las señales PM.

Este capítulo se centrará en el análisis de los formatos 100G-(D)QPSK, por lo que si lo que se pretende es realizar un estudio más detallado de los efectos del IXPM e IFWM sobre los mismos, el primer paso que se debe realizar es tratar de forma independiente el batido señal-señal del batido señal-ASE. Lo más curioso es que realizando esta distinción se podrá establecer una ligera diferencia de tolerancias al régimen no lineal entre QPSK y DQPSK.

A lo largo de la memoria se ha repetido en múltiples ocasiones que ambas modulaciones muestran la misma tolerancia a las perturbaciones generadas durante la propagación por la fibra al compartir la misma forma de onda y espectro. Pues bien, ahora aparecerá una ligera diferencia entre ambas, que aunque no repercute de forma apreciable en el rendimiento del sistema, sí que conviene tenerla en cuenta.

El IXPM generado debido al batido señal-señal no conllevará ninguna penalización sobre las señales de fase diferencial DQPSK, mientras que en QPSK sí que lo hará. ¿A qué se debe esto? La respuesta es sencilla. Tanto QPSK como DQPSK mantienen la envolvente del tren de pulsos constante al no codificar la información en la amplitud, por lo que el IXPM procedente del batido señal-señal inducirá siempre el mismo desplazamiento de fase en todos los pulsos del tren. Consecuentemente, la diferencia de fases entre pulsos se mantendrá inalterada, por lo que DQPSK, al codificar la información en las transiciones de fase, no verá ningún error de fase. Sin

embargo, QPSK codifica la información en la fase, no en sus transiciones, por lo que sí que apreciará un error de fase en sus símbolos digitales, aunque dicho error tomará un valor constante en todos ellos y por lo tanto será fácil de eliminar. En resumidas cuentas, en ausencia de ruido de amplificación DQPSK es más tolerante al IXPM que QPSK.

Ahora bien, atendiendo al batido señal-ASE la situación anterior cambia completamente. Debido al carácter aleatorio del ruido ASE, el desplazamiento de fase inducido por el IXPM sobre los pulsos del tren, en este caso no será constante sino aleatorio. Cada pulso sufrirá un desplazamiento de fase diferente. Por este motivo tanto QPSK como DQPSK verán ambas un cierto error de fase sobre sus símbolos digitales. Las dos modulaciones mostrarán la misma tolerancia al IXPM derivado del batido de la señal con el ruido de amplificación.

Por lo tanto la pregunta que ahora nos debemos hacer es si la diferencia encontrada entre QPSK y DQPSK es relevante en términos de rendimiento en un sistema limitado por IXPM.

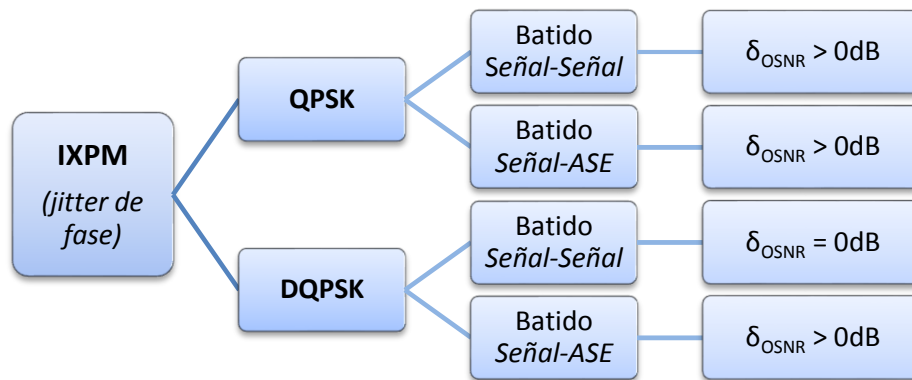


Figura 5.18: Diferencia entre QPSK y DQPSK en su tolerancia al IXPM.

La mayoría de los sistemas de comunicaciones ópticas de banda ancha que estén limitados por no linealidades son redes de larga distancia multivano con varios amplificadores ópticos en línea, donde el ruido ASE será también una de las limitaciones principales del sistema. Por lo tanto el batido señal-ASE predominará sobre el batido señal-señal en el régimen no lineal, situación en la que no se encontrarán diferencias de rendimiento entre QPSK y DQPSK. La diferencia de tolerancias al IXPM del batido señal-señal se podrá considerar despreciable entonces.

Volviendo a repetir el análisis anterior para el IFWM, no se encontrará ninguna diferencia entre QPSK y DQPSK. Tanto el IFWM generado por el batido señal-señal como el generado por el batido señal-ASE inducen las mismas penalizaciones sobre ambas modulaciones, independientemente de que los pulsos fantasma se generen en presencia o en ausencia de ruido de amplificación. Por este motivo a partir de ahora no se hará distinción alguna entre QPSK y DQPSK, estudiando ambas modulaciones de forma conjunta bajo la abreviatura (D)QPSK.

Los párrafos anteriores no nos deben desviar del verdadero propósito de esta sección: comparar las tolerancias al IXPM e IFWM entre las señales NRZ-(D)QPSK, RZ-(D)QPSK y CSRZ-(D)QPSK. Veamos si hay diferencias de rendimiento en el régimen no lineal de la fibra si se emplean diferentes tipos de portadoras ópticas sobre las señales de fase en cuadratura a 100 Gb/s.

El planteamiento será el mismo que se realizó en el capítulo anterior. Se analizará primero el régimen no lineal en una comunicación monocanal y posteriormente sobre un sistema DWDM con el objetivo de corroborar que efectivamente a 100 Gb/s predominan las no linealidades intracanal.

6.1 ANÁLISIS EN TRANSMISIONES MONOCANAL

Como la presencia del IXPM e IFWM está directamente relacionada con el coeficiente de dispersión empleado en el enlace se analizará de forma paralela la tolerancia de las señales (D)QPSK a ambos fenómenos sobre dos vanos SSMF y NZDSF⁺ independientes entre sí. La figura 5.19 muestra el esquema de red planteado para la simulación.

La frecuencia de emisión es 193.1 THz, la misma que en anteriores pruebas monocanal. Se configura un booster en el transmisor para variar la potencia óptica inyectada a las fibras y hacer trabajar al sistema en régimen lineal y no lineal. Se podría pasar de un régimen a otro variando la potencia del láser del transmisor, pero conllevaría problemas de estabilidad sobre la señal generada (ruido RIN).

Se configura la red con 80 km de fibra SSMF y NZDSF⁺ seguidas cada una de sus respectivas fibras compensadoras, específicamente diseñadas para compensar la dispersión cromática de forma completa a la frecuencia de emisión [Corning Inc., 2002; Corning Inc., 2011].

En recepción, se podrá emplear indistintamente la detección directa o detección coherente, dado que la robustez de (D)QPSK al IXPM e IFWM solo dependerá de su forma de onda y espectro, y no del tipo de detección empleada. El filtro paso banda del receptor es de 85 GHz (ver justificación de los valores en la banda de paso de los filtros en la página 76).

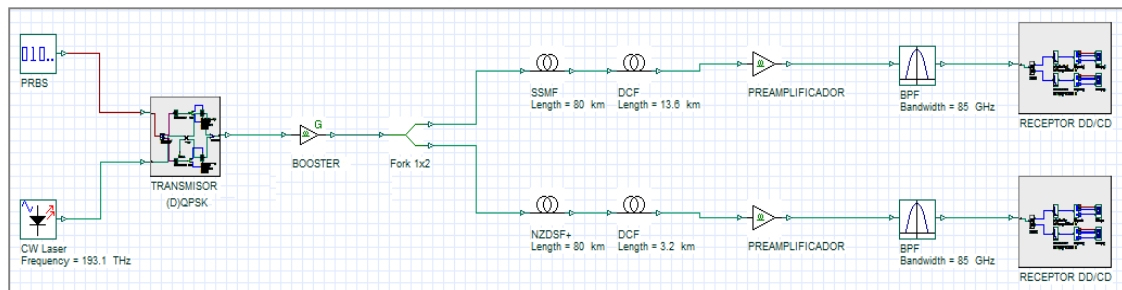


Figura 5.19: Montaje de la simulación monocanal en el estudio de la tolerancia de (D)QPSK al IXPM e IFWM a 100 Gb/s.

Tanto para la simulación monocanal como para el sistema DWDM del apartado siguiente se mantendrán activadas la atenuación, el ruido ASE, la GVD y la PMD de la fibra; limitaciones a la propagación que interactúan con las no linealidades e influyen en la tolerancia de los formatos a las mismas. Los coeficientes de atenuación y de dispersión de las fibras SSMF, NZDSF⁺ y DCF son idénticos a los mostrados en la tabla 4.11 del capítulo anterior.

Calculamos la evolución de la penalización de la OSNR con la potencia óptica lanzada a la red para hacernos una idea de qué variante (D)QPSK es la más tolerante a las no linealidades intracanal. Dicha medida es indirecta pues el analizador del diagrama de ojo no indica la penalización en la OSNR, por lo que habrá que recurrir a calcular dicho parámetro con el mismo procedimiento seguido en el capítulo anterior: se miden las variaciones del factor de calidad del

diagrama de ojo y se relacionan con su correspondiente penalización en la OSNR de la señal con la ecuación 4.16. Las gráficas obtenidas para ambas fibras se recogen en la figura 5.20.

En líneas generales, todos los formatos (D)QPSK presentan una excelente tolerancia al IXPM e IFWM. A 100 Gb/s el IFWM aparece tanto en fibras SSMF como NZDSF⁺ (aunque con mayor presencia en las primeras). Frente a estas no linealidades intracanal los formatos de fase en cuadratura son muy robustos ya que *la fase relativa entre los pulsos que se batan entre sí no se anula* y por lo tanto los pulsos fantasma generados serán de menor amplitud.

Como se puede observar en ellas, para ambos tipos de fibras las versiones 33% RZ-(D)QPSK y CSRZ-(D)QPSK son las más tolerantes al IFWM e IXPM. De hecho, cuanto menor sea el ciclo de trabajo de los pulsos del tren mayor tolerancia habrá a las no linealidades intracanal. La gran robustez mostrada por la señal CSRZ-(D)QPSK al régimen no lineal es prácticamente idéntica a la versión del 33%. Suprimiendo la portadora óptica en los pulsos RZ se logra una gran resistencia a las no linealidades a pesar de que su ciclo de trabajo sea elevado (67%).

Sabiendo que el IFWM e IXPM surgen por el solapamiento entre pulsos (debido a su ensanchamiento por la dispersión cromática de la fibra) y por la estimulación simultánea del efecto Kerr, es razonable que cuanto menor sea el ancho del pulso RZ mayor tolerancia se tenga a estos fenómenos. Si el ciclo de trabajo es bajo, los pulsos de la portadora necesitarán más dispersión acumulada en la señal para solaparse entre sí.

A su vez con mayor CD_{acum} el pico de potencia de los pulsos será menor por lo que el efecto Kerr se estimulará mucho menos. Por lo tanto se necesitará lanzar más potencia a la fibra para generar en las señales de bajo ciclo de trabajo la misma penalización por no linealidades intracanal que en otras modulaciones con pulsos más anchos como la 67% RZ-(D)QPSK. Por este motivo la modulación NRZ-(D)QPSK, al tener un ciclo de trabajo del 100%, es la que peor tolerancia muestra al IXPM e IFWM.

Comparando las diferencias entre los vanos SSMF y NZDSF⁺ se puede apreciar que con el primer tipo de fibra se consigue una mayor robustez a las no linealidades intracanal. Esto se palpa de forma más clara en la tabla 5.9 donde se ve que el régimen no lineal comienza mucho más tarde en potencia para todas las señales (D)QPSK. Las razones ya se mencionaron en el capítulo anterior.

En primer lugar la tolerancia al régimen no lineal en la fibra SSMF se ve favorecida por un mayor coeficiente de dispersión cromática (+17 frente a +4 ps/nm·km). Los pulsos de la portadora se dispersarán más con una menor distancia recorrida, por lo que su pico de potencia bajará antes y se recorrerán pocos kilómetros estimulando el efecto Kerr. Para un mismo valor de potencia óptica lanzada a las fibras, el efecto Kerr se estimulará durante una menor distancia en SSMF.

En segundo lugar, la fibra SSMF posee una mayor área efectiva y un menor índice de refracción no lineal. Esto conlleva que el efecto Kerr sea mucho más acentuado en NZDSF⁺ para un mismo valor de potencia lanzada en ambos vanos. En esta fibra habrá más intensidad de potencia viajando por el núcleo y además su índice de refracción se verá más expuesto a variaciones en la intensidad de las señales por tener un coeficiente no lineal mayor.

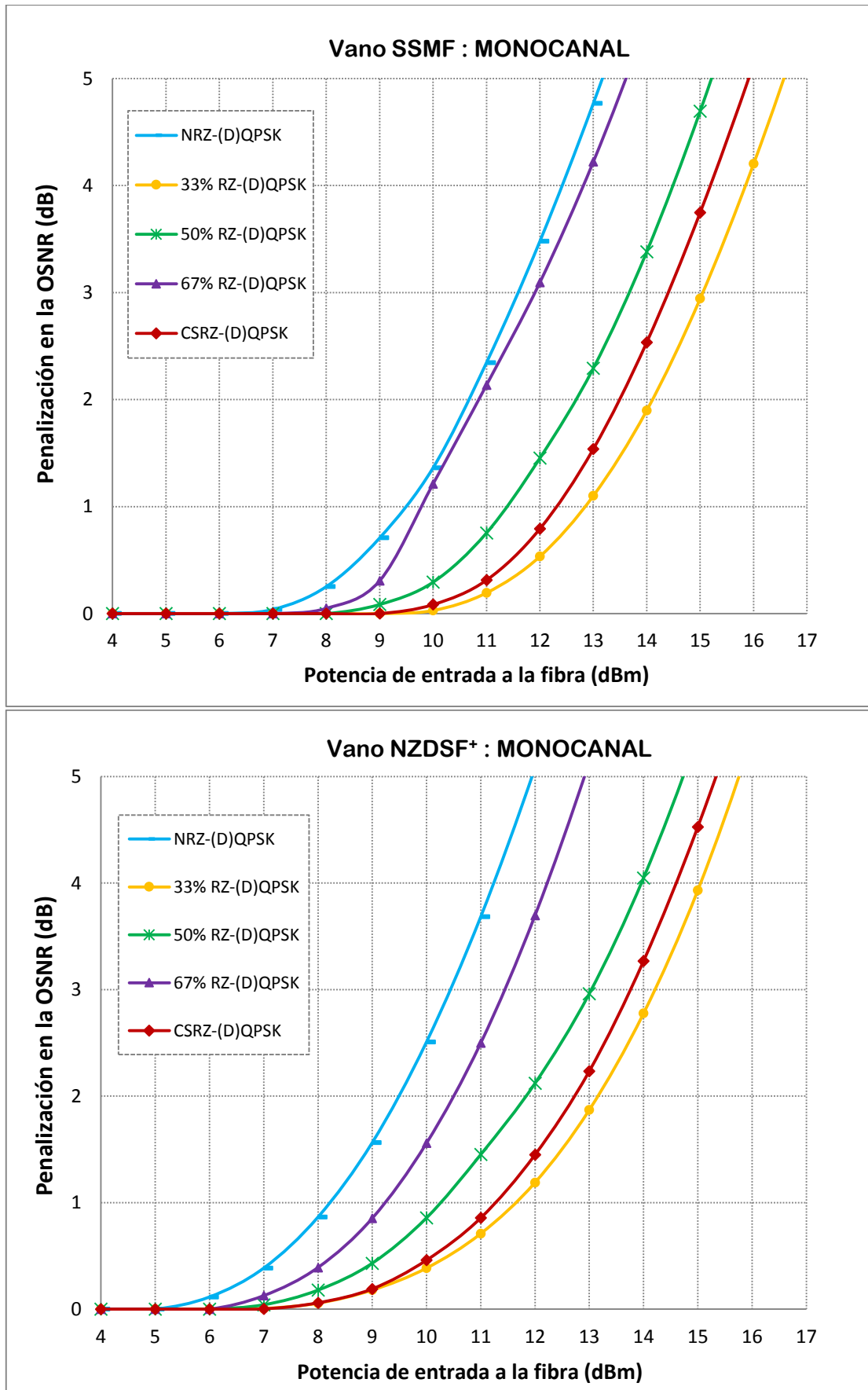


Figura 5.20: Tolerancia de las señales 100G-(D)QPSK al IXPM e IFWM en vanos SSMF y NZDSF⁺.

A continuación se extraen de las gráficas anteriores unos cuantos puntos para poder comparar de forma numérica la tolerancia al IXPM e IFWM. Las columnas 2 y 4 marcan la frontera entre el régimen lineal y no lineal para cada formato y tipo de fibra. Las columnas 3 y 5 recogen las potencias asociadas a una penalización de 2 dB. La comparación de los diferentes valores mostrados en la tabla nos permite apreciar otra vez cómo a medida que se reduce el ciclo de trabajo de la portadora se necesita lanzar una mayor potencia al inicio de cada vano para generar la misma penalización por no linealidades que en señales con un ciclo de trabajo mayor. De nuevo las versiones 33% RZ-(D)QPSK y CSRZ-(D)QPSK vuelven a mostrarse como las opciones más robustas de todas.

Formatos de Modulación 100 Gb/s	SSMF		NZDSF ⁺	
	Potencia lanzada a la fibra (dBm)		Potencia lanzada a la fibra (dBm)	
“MONOCANAL”	BER _{MIN}	$\delta_{\text{OSNR}}=2 \text{ dB}$	BER _{MIN}	$\delta_{\text{OSNR}}=2 \text{ dB}$
NRZ-(D)QPSK	6,3	10,7	5,1	9,5
CSRZ-(D)QPSK	9,2	13,5	6,6	12,8
67% RZ-(D)QPSK	7,6	10,9	6,1	10,5
50% RZ-(D)QPSK	8,8	12,7	6,3	11,9
33% RZ-(D)QPSK	9,9	14,1	6,5	13,2

Tabla 5.9: Potencias de entrada a las fibras SSMF y NZDSF⁺. Las columnas 2 y 4 indican el inicio de penalizaciones por no linealidades mientras que las columnas 3 y 5 representan las potencias asociadas a una penalización de 2 dB.

Variación del IXPM e IFWM a 100 Gb/s con el ciclo de trabajo de la portadora

Gracias a la figura 5.17 es posible hacerse una idea de qué efecto no lineal intracanal (IFWM o IXPM) predominará a 100 Gb/s según el valor del coeficiente de dispersión cromática empleado en el enlace. Así, en fibras SSMF con un coeficiente de $+17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ el IFWM predominará sobre el IXPM, mientras que en fibras de dispersión desplazada NZDSF⁺ con un coeficiente de dispersión típico de $+4 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$, la presencia del IFWM será mucho más pareja a la del IXPM.

Si nos paramos a estudiar detenidamente ambos efectos sobre las señales 100G-RZ-(D)QPSK, se podrán apreciar ligeras diferencias a las ideas del párrafo anterior al variar el ciclo de trabajo de los pulsos RZ. Es decir, la presencia a 100 Gb/s del IFWM e IXPM no solo dependerá del tipo de fibra empleada, sino también del ciclo de trabajo configurado en la modulación RZ-(D)QPSK con la que se trabaje.

En principio, en fibras con un alto coeficiente de dispersión el IFWM predominará sobre el IXPM en el régimen no lineal. Esto es absolutamente cierto manejando ciclos de trabajo bajos (33% y 50%). Pero configurando la portadora óptica con un ciclo de trabajo superior (67% o 100% como es el caso NRZ), la presencia del IXPM será mucho mayor de lo esperado. Es decir, la estimulación del IXPM crecerá con el ciclo de trabajo. Evidentemente, cuanto mayor sea el ciclo de trabajo los pulsos ópticos serán más anchos, lo que facilitará su mutuo solapamiento y que la fase de los pulsos se vea afectada por variaciones en la amplitud de los pulsos

adyacentes. Esto se traducirá en que no solo aparecerá jitter de amplitud sobre el diagrama de ojo, asociado a la presencia de los pulsos fantasma del IFWM, sino que también se verá distorsionado por un importante jitter de fase derivado del IXPM y que no se podrá obviar en los casos 67% RZ-(D)QPSK, CSRZ-(D)QPSK y NRZ-(D)QPSK.

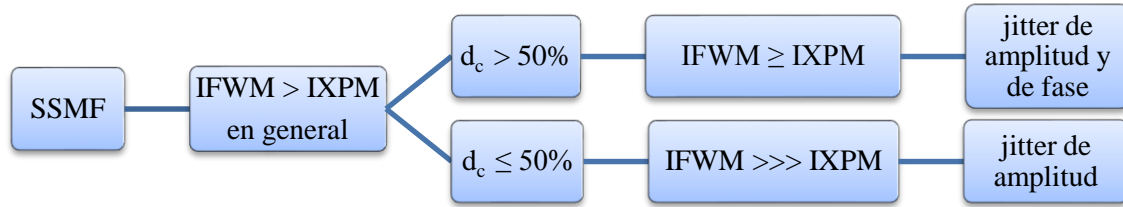


Figura 5.21: Variación del IXPM e IFWM a 100 Gb/s con el ciclo de trabajo en señales RZ-(D)QPSK sobre fibra SSMF.

En la imagen 5.22 ambos jitters se pueden apreciar de forma visual. Los diagramas de ojo se corresponden con las señales 33% RZ-QPSK (izquierda) y NRZ-QPSK (derecha), obtenidos sobre la fibra de dispersión estándar (SSMF). Mientras que con el ciclo de trabajo del 33% solo nos vemos afectados por jitter de amplitud del IFWM, en el caso NRZ observamos además un cierto jitter de fase que contribuye a cerrar el diagrama de ojo, lo que nos hace deducir que en NRZ-QPSK se estimulará adicionalmente el IXPM, aunque tendrá siempre menor presencia que el IFWM en fibras de dispersión estándar.

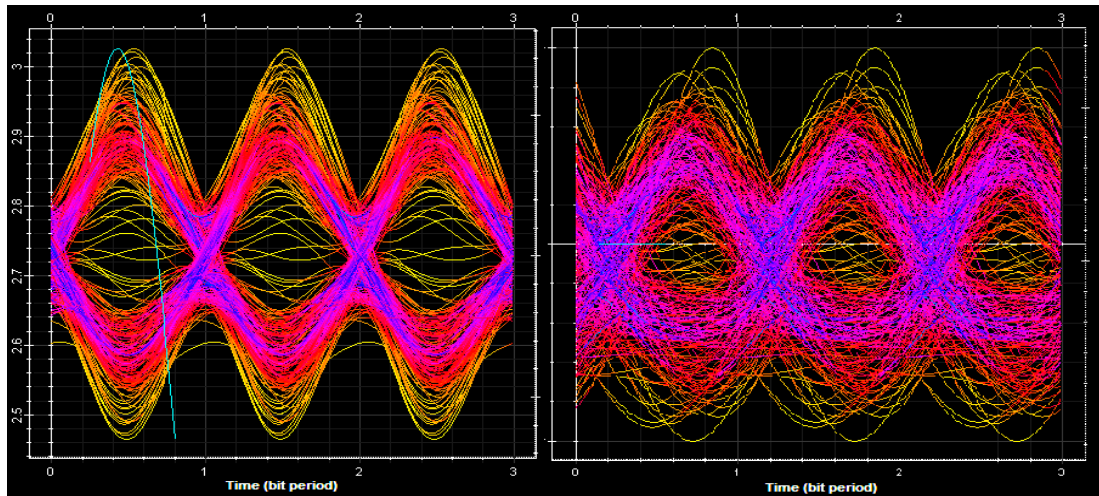


Figura 5.22: Diagramas de ojo de las modulaciones 33% RZ-QPSK (izquierda) y NRZ-QPSK (derecha) tras 80 km de fibra SSMF. El diagrama de ojo de la izquierda se ve afectado exclusivamente por IFWM y el diagrama de ojo de la derecha se cierra debido al jitter de fase y de amplitud generado por el IXPM e IFWM respectivamente.

En fibras NZDSF⁺ las diferencias generadas en el régimen no lineal por los distintos ciclos de trabajo no son tan pronunciadas. En este tipo de fibras las señales propagadas se ven afectadas tanto por el IXPM como por los pulsos fantasma del IFWM, sin un claro predominio de ninguno de los dos. Bien es verdad que en estas fibras y para los ciclos de trabajo más bajos la presencia del IFWM será ligeramente inferior al IXPM y por lo tanto el jitter de fase será la causa principal de que se cierre el diagrama de ojo (figura 5.23 izquierda). Mientras, con ciclos de trabajo superiores la presencia del IFWM crecerá y se igualará al IXPM, viéndose afectado el diagrama de ojo tanto por jitter de amplitud como de fase (figura 5.23 derecha).

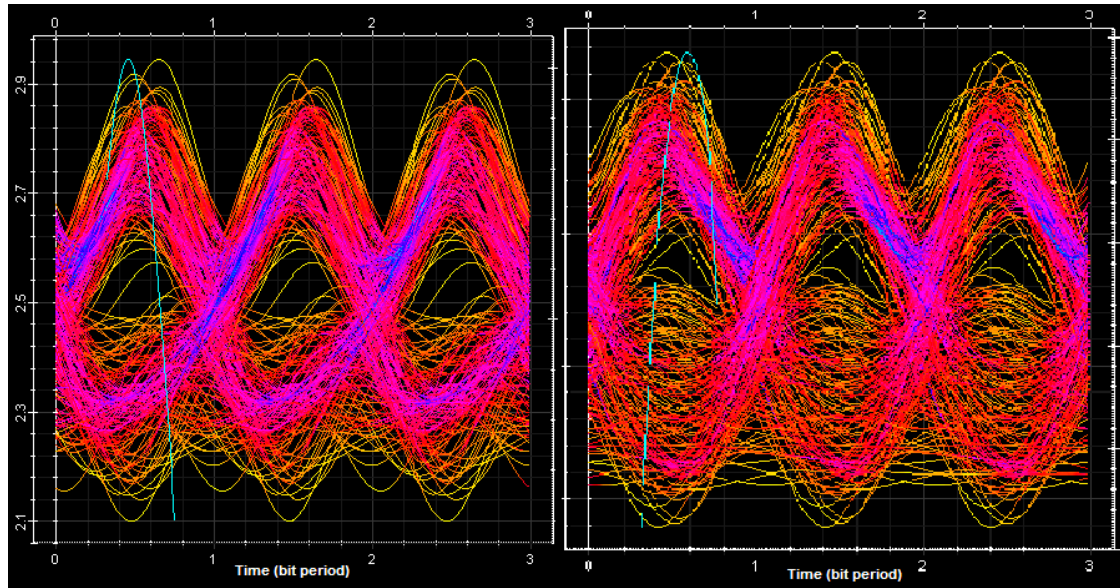


Figura 5.23: Diagramas de ojo de las modulaciones 33% RZ-DQPSK (izquierda) y NRZ-DQPSK (derecha) tras 80 km de fibra NZDSF⁺. En la imagen de la izquierda predomina el jitter de fase (IXPM), mientras que en la de la derecha el diagrama de ojo se cierra por jitter de fase y de amplitud (IXPM e IFWM).

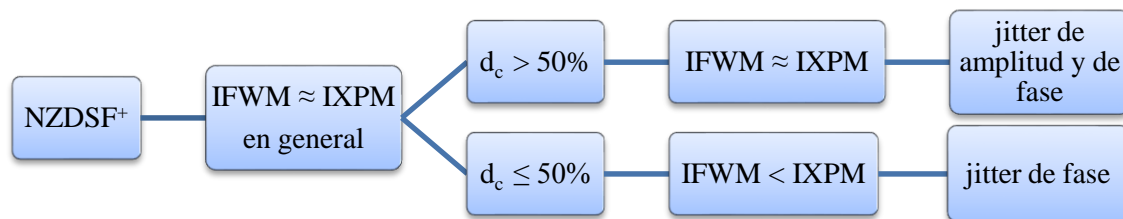


Figura 5.24: Variación del IXPM e IFWM a 100 Gb/s con el ciclo de trabajo en señales RZ-(D)QPSK sobre fibra NZDSF⁺.

En líneas generales, independientemente del tipo de fibra empleada, el uso de pulsos más anchos favorecerá la presencia de ambos efectos no lineales intracanal a 100 Gb/s, mientras que con los pulsos más estrechos sí que influirá el coeficiente de dispersión de la fibra para determinar qué efecto no lineal predominará, dado por la figura 5.17.

6.2 ANÁLISIS EN TRANSMISIONES DWDM 100-GHz GRID

El análisis del régimen no lineal en sistemas DWDM a velocidades de 100 Gb/s por canal nos debe llevar a dos conclusiones. Por un lado verificar la ausencia de los efectos no lineales intercanal (FWM y XPM) y por otro corroborar que se mantiene el orden de tolerancias al régimen no lineal entre los diferentes formatos (D)QPSK visto en la sección anterior. Como los únicos efectos no lineales presentes serán el IXPM e IFWM, las conclusiones obtenidas para una comunicación monocanal se podrán extrapolar a los sistemas DWDM de banda ancha.

Se plantea pues un sistema de 8 canales ópticos a 100 Gb/s cada uno y con una separación espectral entre ellos de 100 GHz (la rejilla de 50 GHz solo será posible empleando la multiplexación en polarización, estudiada en el capítulo siguiente). La planificación frecuencial de la banda DWDM y el aspecto de la red simulada es la siguiente:

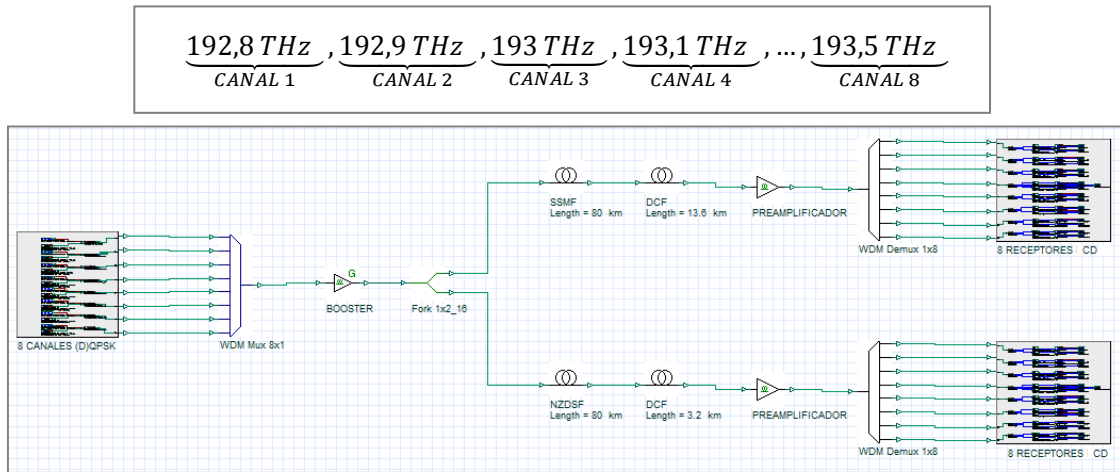


Figura 5.25: Estudio de la tolerancia de las señales 100G-(D)QPSK a los efectos no lineales en sistemas DWDM-100 GHz grid. Arriba se muestra la banda DWDM empleada.

Los filtros empleados en los multiplexores y demultiplexores son gaussianos de 2º orden y con una banda de paso de 85 GHz, acorde con las especificaciones de la ITU-T para sistemas DWDM en la rejilla de 100 GHz [ITU-T G.694.1, 2012]. La red óptica empleada para la propagación es idéntica a la de las simulaciones monocanal. El enlace óptico está configurado con un único vano de transmisión de 80 km y fibra compensadora DCF comparando la tolerancia a las no linealidades tanto para fibras SSMF como NZDSF⁺ [Corning Inc., 2002; Corning Inc., 2011].

Al ser la dispersión de cada una diferente, habrá que asegurarse de que el XPM y el FWM no aparecen en ninguna de ellas, especialmente en la de baja dispersión, más propensa a generarlas. Se emplean las variantes QPSK y DQPSK simultáneamente para verificar que los resultados son idénticos en ambas modulaciones, como es de esperar dado que comparten el mismo perfil temporal y espectral. Como la detección diferencial interferométrica solo permite recuperar las señales de fase diferencial, se integrará en los receptores la detección coherente síncrona homodina (QPSK+CD y DQPSK+CD).

Para verificar la ausencia del FWM y XPM en los dos tipos de fibra, basta con analizar únicamente la fibra de menor coeficiente de dispersión, la fibra NZDSF⁺. Un valor bajo de dispersión en el enlace siempre juega a favor de los fenómenos no lineales intercanal puesto que cuanto más parecida sea la velocidad de propagación de los diferentes canales más se facilitará que sus pulsos ópticos recorran una mayor distancia del vano alineados temporalmente, favoreciendo así la aparición del FWM y del XPM. Si se demuestra la ausencia de ambos en la fibra de menor dispersión, se podrá garantizar que tampoco aparecerán en el vano de dispersión estándar.

Emitiendo con una potencia de unos 15 dBm/canal nos aseguramos de que el sistema trabaje en el régimen no lineal de las fibras. Comparando los espectros de entrada y salida de la fibra NZDSF⁺ tras los 80 km de propagación, se podrá comprobar si aparece FWM o XPM. La figura 5.26 presenta los espectros descritos para la señal 50% RZ-QPSK.

En el espectro de salida no aparecen nuevas componentes espectrales, únicamente unos lóbulos secundarios fuera de la banda DWDM de baja potencia, quizás un ligero vestigio de FWM

residual, pero que sin duda alguna no supone ninguna limitación a la propagación de los canales ópticos. Por lo tanto, podemos concluir que **no encontramos FWM a 100 Gb/s**.

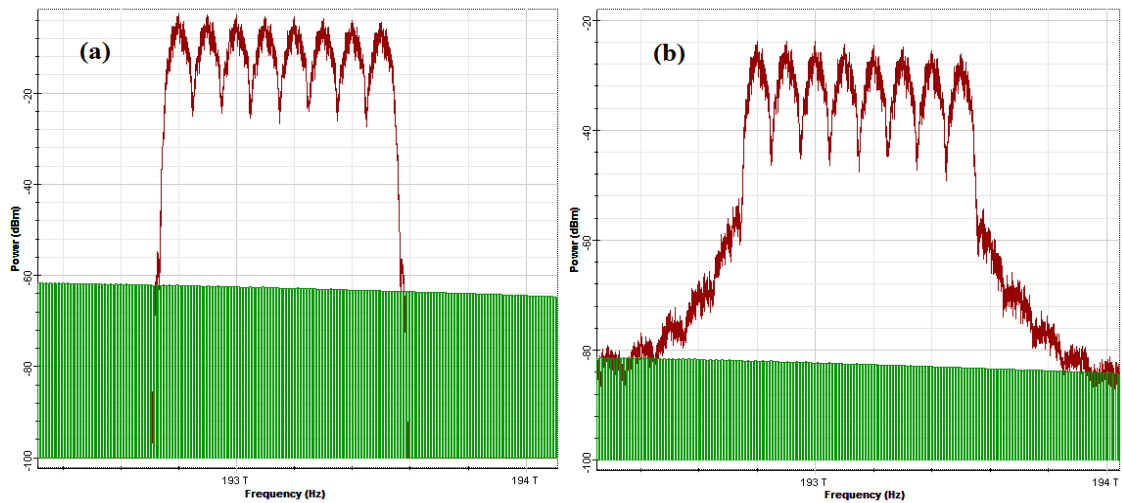


Figura 5.26: 8 canales DWDM 50% RZ-QPSK a 100 Gb/s cada uno con una separación espectral de 100 GHz. (a) Espectro a la entrada de la fibra NZDSF⁺. (b) Espectro a su salida, antes de entrar a la fibra compensadora DCF.

Una prueba determinante que indicaría la presencia de SPM o XPM es un aumento en el ancho de banda de los canales a la salida de la fibra, al ser estos los únicos efectos no lineales que podrían provocar un incremento del BW de los canales afectados. El mejor candidato para estudiar la presencia o ausencia del XPM es el canal central (193,1 THz).

Tras medir su ancho de banda al inicio y al final de la fibra NZDSF⁺ no se observa ningún incremento del mismo (figura 5.27), al igual que ocurre en el resto de canales ópticos. Como el ancho de banda se mantiene invariante en todos los canales, podemos afirmar sin temor a equivocarnos que a 100 Gb/s **tampoco hay modulación de fase cruzada** en la fibra NZDSF⁺.

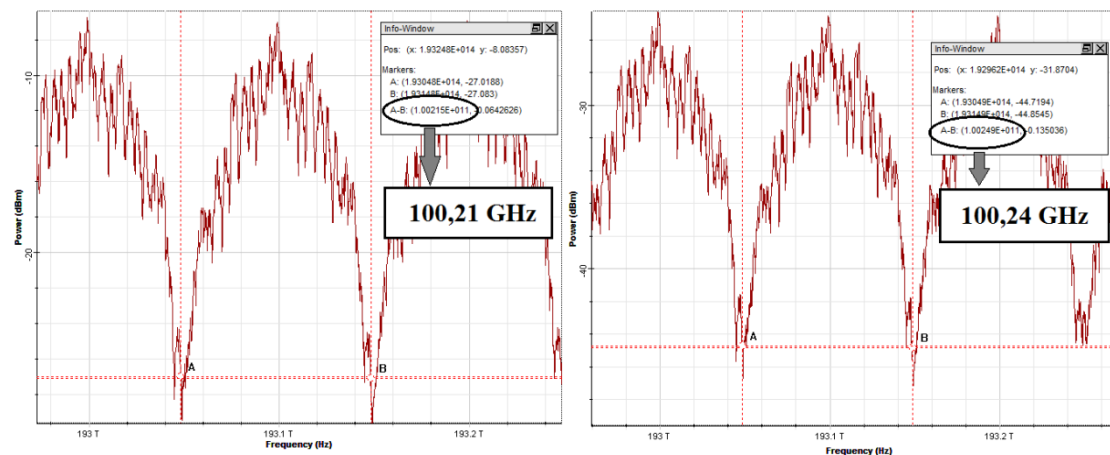


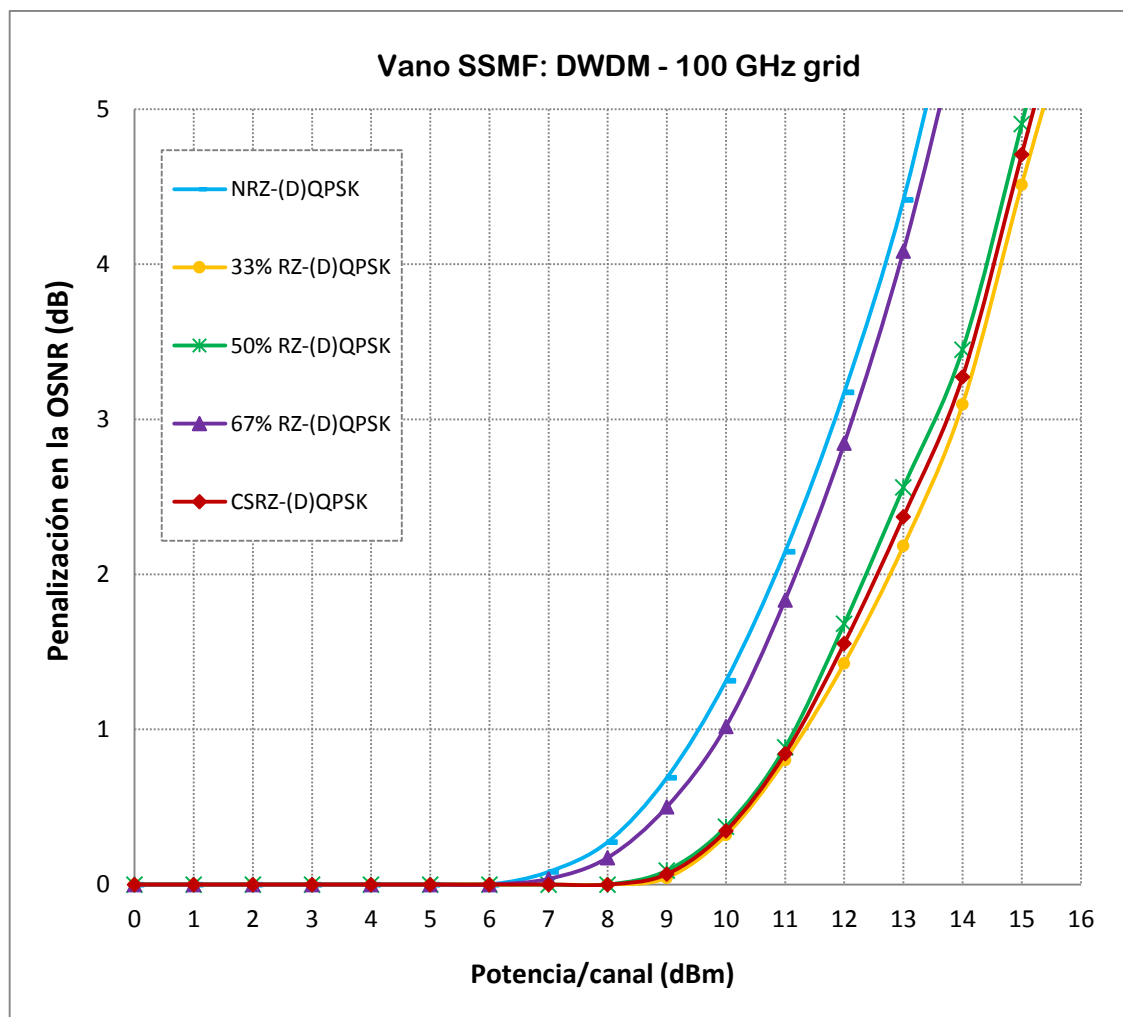
Figura 5.27: Medida de los anchos de banda del canal central al inicio (izquierda) y al final (derecha) de la fibra NZDSF⁺. Señal 50% RZ-QPSK.

Y si no aparece XPM ni FWM en la fibra de menor dispersión, evidentemente en la fibra SSF tampoco aparecerán. Aun así, durante el desarrollo de las pruebas con el simulador se volvió a

realizar el análisis sobre esta última fibra para corroborar que efectivamente tampoco aparecían en ella estos efectos no lineales.

Aunque solo se ha mostrado aquí el caso 50% RZ-QPSK, el resto de formatos (D)QPSK tienen espectros análogos, por lo que el resultado de su análisis termina siendo el mismo que el que se ha descrito para el ciclo de trabajo del 50%. Ninguna señal de fase en cuadratura se verá afectada a 100 Gb/s por el XPM o el FWM. Y al no estar limitadas por ninguno de ellos, los efectos no lineales predominantes a 100 Gb/s seguirán siendo el IXPM e IFWM estudiados en la sección anterior. Por lo tanto, el análisis del régimen no lineal en una comunicación monocanal a 100 Gb/s arrojará los mismos resultados y conclusiones que en un sistema DWDM. La tolerancia de los formatos a las no linealidades será la misma en ambos casos.

De hecho, si se recalculan las gráficas de la figura 5.20 se obtendrán los mismos resultados. Las señales (D)QPSK con portadora RZ de menor ciclo de trabajo serán las más robustas frente a las no linealidades, tanto en vanos de baja como de alta dispersión. La modulación con la portadora suprimida CSRZ-(D)QPSK (a pesar de tener un ciclo de trabajo en los pulsos elevado, 67%) tiene una tolerancia muy parecida a las versiones RZ con los ciclos de trabajo más bajos, tanto en fibras SSMF como NZDSF⁺.



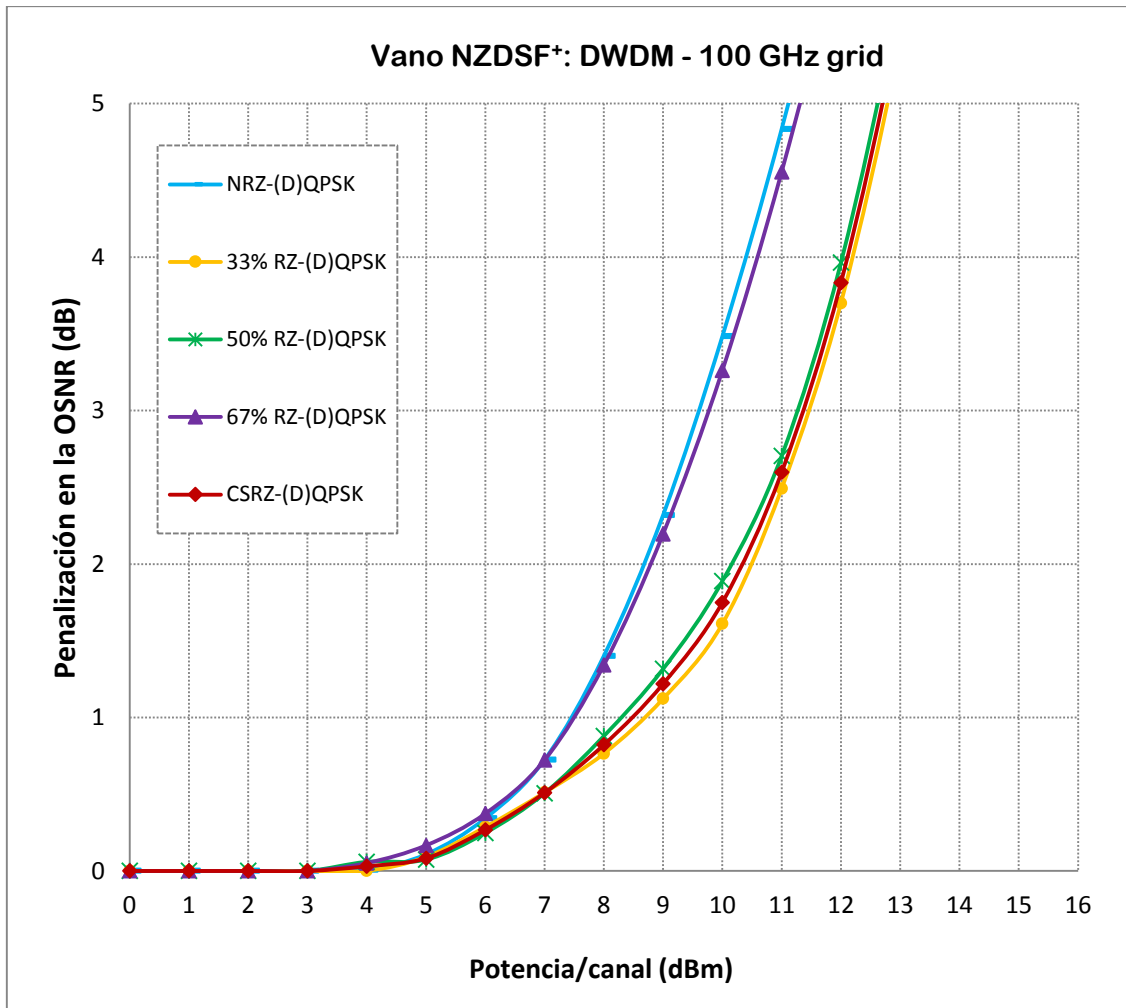


Figura 5.28: Tolerancia de las señales 100G-(D)QPSK al régimen no lineal en sistemas DWDM 100 GHz grid (fibras SSMF y NZDSF⁺). Se representa la evolución con la potencia lanzada de la OSNR del canal central de la banda (193.1 THz).

Una diferencia que encontramos con las gráficas de la simulación monocanal (figura 5.20) es que en ambas fibras se comienza a limitar antes por no linealidades. Con menor potencia por canal se llega a estimular antes el efecto Kerr. Por ejemplo, en la simulación SSMF monocanal la señal 33% RZ-(D)QPSK comienza su régimen no lineal cuando se lanzan 10 dBm, mientras que en el sistema DWDM, con 9 dBm por canal el rendimiento ya se ve limitado por no linealidades.

La razón es evidente y de hecho ya fue mencionada en el capítulo anterior. En una simulación monocanal, con 10 dBm emitidos la potencia total lanzada a la fibra no será la misma que en un sistema DWDM de N canales, donde la potencia total ascenderá a:

$$10 \text{ dBm} + 10 \log(N \text{ canales})$$

En este segundo caso la potencia total que viajará por la fibra óptica será mucho mayor, por lo que con menor potencia por canal se comenzará a limitar antes por no linealidades en todos los casos analizados.

7. RESUMEN

Se ha realizado un intenso estudio de las modulaciones de fase en cuadratura a 100 Gb/s. Tal y como se ha podido comprobar, el rendimiento ofrecido por (D)QPSK varía según el tipo de código línea que conforma los pulsos de la portadora óptica: NRZ, 33% RZ, 50% RZ, 67% RZ o CSRZ. Cada variante de fase en cuadratura ofrece diferentes sensibilidades y tolerancias a las limitaciones lineales y no lineales de un enlace óptico. Se han puesto a prueba cada una de las variantes (D)QPSK midiendo su sensibilidad en recepción y su resistencia al filtrado óptico, a la PMD, a la dispersión cromática, al ruido ASE y a las no linealidades de la fibra.

Un menor ciclo de trabajo en los pulsos RZ implica una ligera reducción de la EE en el formato (D)QPSK, pero tiene la ventaja de que nos aporta una mayor sensibilidad en recepción y una mayor robustez frente a la PMD, al ruido ASE acumulado, a las no linealidades intracanal (IXPM e IFWM) y frente a la dispersión cromática en presencia de filtrado óptico en el enlace. En cambio, la versión NRZ-(D)QPSK tiene una EE ligeramente superior frente al resto de opciones y muestra mejor tolerancia que las demás frente al filtrado óptico y frente a la GVD (en ausencia de filtrado en la red).

La señal 33% RZ-(D)QPSK destaca por su enorme resistencia frente a los pulsos fantasma del IFWM y a las fluctuaciones de fase generadas por el IXPM, pero cuenta con el gran hándicap de una eficiencia espectral muy baja (1 b/s/Hz). Gracias a su buena tolerancia al filtrado óptico se podrán integrar a 100 Gb/s con las actuales redes DWDM en las rejillas de 50 y 100 GHz, aprovechando además que el uso de pulsos más estrechos implica una reducción en la interacción entre pulsos de la portadora óptica, lo que se traduce en una mayor tolerancia a la GVD (en presencia de filtrado), a la PMD y a las no linealidades intracanal.

CAPÍTULO 6

ANÁLISIS Y OPTIMIZACIÓN DE LOS SISTEMAS DWDM 100GbE PDM-(D)QPSK

Uno de los aspectos clave en la fase de diseño de cualquier proyecto de ingeniería es el proceso de optimización, es decir, la determinación del valor de las diferentes variables que entran en juego en el diseño del sistema que permita obtener el mejor rendimiento posible del mismo.

La ingeniería ligada a las comunicaciones ópticas de banda ancha no es una excepción. No solo debe centrar sus esfuerzos en investigar el formato de modulación adecuado para una determinada velocidad de transmisión, sino que una vez realizada esa tarea debe ir más lejos y considerar la optimización de otras variables de diseño que entren en juego en las redes DWDM de banda ancha.

El presente capítulo que comenzamos está enfocado bajo este planteamiento. Una vez que se ha realizado un análisis exhaustivo de los formatos de fase en cuadratura a 100 Gb/s, se propondrán diversas técnicas de diseño que permitan reducir la degradación que sufren este tipo de señales durante su propagación por la fibra a estas velocidades. Mediante las diferentes propuestas analizadas será posible maximizar el rendimiento y la capacidad de los sistemas multicanal DWDM de 100 Gb/s que hagan uso de estos formatos de modulación.

En la última parte del capítulo se aplicarán las técnicas estudiadas en la gestión de las perturbaciones sobre un caso práctico concreto: una red óptica DWDM 100-GbE que une mediante una sola fibra óptica las ciudades de Madrid, Zaragoza y Barcelona.

1. GESTIÓN DE LAS LIMITACIONES A LA PROPAGACIÓN EN SISTEMAS (D)QPSK DE 100 Gb/s

Hasta ahora se ha hablado a fondo de las señales (D)QPSK y las perturbaciones sufridas durante su propagación por la fibra a 100 Gb/s. Sin embargo, se ha omitido una parte fundamental en el estudio de la degradación de las señales ópticas de alta velocidad: la gestión de dichas limitaciones. Esta tarea se vuelve fundamental si se desea explotar el máximo rendimiento de la red óptica de banda ancha con la que se esté trabajando. Las técnicas de gestión de las limitaciones a la propagación no son más que otra forma de denominar al proceso de optimización que se debe realizar en cualquier proyecto de ingeniería.

Encontrar el balance perfecto entre todas las variables de diseño que entran en juego en una red óptica de alta capacidad es una tarea ardua y compleja. La mejor forma de abordarla es dividir el proceso de optimización en una serie de etapas que no haga perder de vista el objetivo principal perseguido: asegurar en recepción la mínima probabilidad de error de bit (*BER*) que se pueda conseguir sobre cada uno de los canales DWDM y asegurar que el rendimiento de los mismos sea lo más parejo posible.

Una tarea previa que se debe realizar antes de comenzar con la optimización de la red debe ser **descubrir cuál es la limitación principal** a la propagación de la señal óptica. Es indispensable analizar si el rendimiento global está limitado fundamentalmente por una baja sensibilidad en recepción, por distorsión por filtrado, por dispersión cromática no compensada, por PMD, por no linealidades o por ruido ASE. Una vez que la limitación o limitaciones predominantes en la red queden identificadas, se podrá comenzar con el verdadero trabajo de ingeniería: gestionar dichas limitaciones modificando los parámetros de diseño que estén en nuestras manos para reducir su impacto sobre la señal óptica.

En principio, en una red DWDM de banda ancha muchos parámetros vendrán fijados de antemano, tales como: las frecuencias empleadas, la separación espectral entre canales ópticos, la distancia de la red, la velocidad de transmisión... Por ese motivo, las posibilidades de innovación en el diseño se reducen considerablemente. Pero todavía faltarán muchas variables del juego por determinar y que tienen un impacto considerable en el rendimiento final del sistema, como son: el formato de modulación, el tipo de fibra usada, la gestión de la dispersión cromática, la detección óptica empleada en el receptor, el ancho de banda de los filtros de la red, la polarización de cada canal... Todos estos parámetros de diseño, combinados de forma correcta, nos permitirán optimizar el rendimiento de la red y reducir la penalización inducida por cada una de las limitaciones a la propagación presentes.

La mejor manera de llegar a buen puerto es establecer un orden de prioridades entre todos los parámetros con los que se pueden jugar para no volvernos locos modificando por separado cada una de las variables y así evitar perdernos durante el laborioso proceso de optimización.

El primer punto que hay que considerar es **elegir el formato de modulación adecuado** a la red y a la tasa de bit con la que trabajemos. En nuestro caso, damos por hecho que vamos a tratar con redes DWDM de 100 GHz de separación entre canales (a priori, ya que la tendencia será intentar terminar implantando la rejilla de 50 GHz) y a velocidades de 100 Gb/s. Evidentemente, con todo el trabajo realizado hasta ahora estamos en condiciones de poder elegir el formato de modulación óptimo acorde a las especificaciones de nuestra red.

Otra elección fundamental en el diseño de la red es la clase de fibra óptica empleada para la transmisión de la información. Obviamente la fibra es el pilar fundamental sobre el que se sustenta cualquier red óptica, sea o no de banda ancha, pero la diferencia de prestaciones a 100 Gb/s entre unos tipos de fibra y otros es abismal y se torna fundamental estudiar los diferentes tipos existentes si se quiere explotar el máximo rendimiento del sistema. El objetivo por lo tanto será intentar descubrir qué características específicas se deben exigir a las fibras enfocadas a estas nuevas redes ópticas de banda ancha.

Irremediablemente unida a la **elección del tipo de fibra** está la gestión de la dispersión cromática. Ambas definirán el mapa de dispersión empleado en el enlace. El **diseño del mapa de dispersión** es una de las técnicas más eficaces para reducir el impacto de las limitaciones a la propagación, especialmente si predominan los efectos no lineales de la fibra. El rendimiento de la señal dependerá en gran parte de la dispersión acumulada que ve en cada punto de la red, por lo que una distribución óptima de la dispersión por todo el enlace es una tarea esencial en el proceso de diseño. El uso de diferentes mapas de dispersión conllevará por lo tanto variaciones en el rendimiento que se deben analizar para determinar cuáles son los mapas más óptimos para cada sistema.

Adicionalmente a lo largo del capítulo se contemplarán otras técnicas enfocadas a reducir las no linealidades de la fibra y aumentar la sensibilidad del sistema tales como: el entrelazado en polarización, el empleo de vanos no idénticos, **ecualización** de los canales DWDM, uso de la **detección coherente** con el procesado digital de la señal tras la conversión (*DSP*)...

Finalmente, una vez que se haya conseguido una curva de rendimiento entre canales de la banda DWDM lo más plana posible, podremos centrarnos en duplicar la capacidad del sistema con una técnica que ha adquirido una gran popularidad en los últimos cinco años: la **multiplexación en polarización**. Veremos en qué consiste y cómo utilizarla para poder aumentar la eficiencia espectral de los formatos (D)QPSK.

1.1 LIMITACIÓN PREDOMINANTE A 100 Gb/s SEGÚN LA DISTANCIA DE PROPAGACIÓN

La primera tarea marcada en la gestión de las limitaciones a la propagación de cualquier red óptica es averiguar cuál es la limitación que predomina sobre el resto. Cada red es un mundo completamente diferente y no existe una regla exacta para saber a priori la limitación predominante en cada una de ellas. El rendimiento de la red dependerá de múltiples factores como el tipo de fibra, la tasa de bit, los filtros de la red, la potencia lanzada... Habrá que asegurarse mediante mediciones reales o en su defecto mediante herramientas CAD de cuál es la fuente principal de distorsión de la señal óptica.

A pesar de todo, se pueden establecer una serie de pautas aproximadas para realizar una primera estimación de cuál puede ser la limitación o limitaciones predominantes a la propagación a 100 Gb/s en función de la distancia que se pretenda cubrir con la red óptica.

Si la red es de corta distancia, con una longitud de alcance menor de 300 km (redes MAN), generalmente se emplea un mapa de dispersión basado en fibra compensadora (DCF) por lo que la GVD residual en los canales no compensados suele ser la principal limitación al rendimiento del sistema, mientras que el impacto de los efectos no lineales será mucho menor al no tratarse

de una red de más de 4 vanos. En estas redes de corto alcance se suele trabajar en el régimen lineal de la fibra por lo que no se estimularán los efectos no lineales.

Si la distancia de propagación oscila entre los 300 y los 1000 km (redes WAN) el sistema estará compuesto por varios vanos de amplificación. En redes multivano se suele trabajar con los AO's en saturación para configurar así una especie de sistema CAG (*Control Automático de Ganancia*), de manera que si falla algún amplificador de la cadena los siguientes compensen la pérdida de ganancia del que ha fallado. El inconveniente es que esta estrategia conlleva trabajar en el régimen no lineal de la fibra y estimular consecuentemente los efectos no lineales de la misma. Por eso en estas redes de media-larga distancia la limitación principal a la propagación serán las no linealidades de la fibra y el ruido ASE acumulado en la cadena de amplificadores.

Y si para estas distancias de propagación se continúan empleando fibras DCF para compensar la dispersión, la CD_{acum} en los canales no compensados seguirá siendo una de las limitaciones predominantes. Por otro lado, las fibras empleadas suelen tener un coeficiente de PMD muy bajo (típicamente menor de $0.05 \text{ ps/km}^{1/2}$) por lo que la penalización inducida por dispersión por polarización modal quedará relegada a un segundo plano.

Con distancias superiores a los 1000 km (ultralarga distancia) la red óptica estará compuesta por múltiples vanos de amplificación, por lo que la limitación principal vendrá impuesta por la acumulación de ruido ASE vano tras vano, por las no linealidades de la fibra y por la PMD acumulada en toda la red. Además la señal pasará por multitud de dispositivos ópticos con filtros integrados en sus estructuras de lo que se deriva que la distorsión por filtrado se convertirá también en un problema a tener en cuenta. Debido a la fuerte degradación sufrida en la OSNR, este tipo de redes suelen requerir una excelente sensibilidad en recepción, teniendo que recurrir así a la detección coherente y a los algoritmos avanzados de procesamiento digital para garantizar un rendimiento óptimo del sistema [Guifang Li, 2009; Saunders, R., 2011]. La compensación de la dispersión no se realizará pues con fibras compensadoras sino con los algoritmos mencionados, así la CD_{acum} dejará de ser un problema al asegurarse su compensación prácticamente en todos los canales DWDM. Como el uso de estos algoritmos aumenta la complejidad del sistema, en aquellos casos en los que no sean absolutamente imprescindibles (longitudes inferiores a 1000 Km) se suele prescindir de ellos.

Distancia	Limitación Predominante
$L < 300 \text{ km}$ (MAN)	GVD acumulada
$300 < L < 1000 \text{ km}$ (WAN)	GVD acumulada, ruido ASE y No linealidades
$L > 1000 \text{ km}$ (Ultralong)	No linealidades, distorsión por filtrado, PMD y ruido ASE

Tabla 6.1: Limitación a la propagación a 100 Gb/s en función de la distancia de propagación.

Una vez que se haya determinado en el sistema la limitación principal a la propagación por la fibra, habrá que pasar a la siguiente tarea: la elección del formato de modulación, que sin duda vendrá marcado por dicha limitación. El estudio realizado durante los capítulos 4 y 5 hará esta tarea muy sencilla.

1.2 ELECCIÓN DEL FORMATO DE MODULACIÓN DIGITAL

La elección del formato de modulación digital no reducirá en sí las limitaciones a la propagación de la red, pero será el primer paso para maximizar el rendimiento de los canales DWDM transmitidos. Dicha elección dependerá principalmente de seis factores [Winzer, P.J., 2012]:

- Velocidad de transmisión de cada canal óptico
- Disponibilidad de ancho de banda por canal
- Capacidad WDM (o eficiencia espectral)
- Distancia de transmisión
- Limitación principal a la propagación por el enlace óptico
- Consumo de energía

Las redes ópticas de banda ancha de los próximos años están enfocadas hacia los sistemas DWDM con una baja separación espectral entre canales. Dar el salto de los 40 a los 100 Gb/s requiere el uso de modulaciones digitales con una eficiencia espectral superior a 1 b/s/Hz, por lo que las modulaciones multinivel se vuelven muy atractivas. Y puesto que a estas elevadas velocidades de transmisión se ha demostrado que las modulaciones de fase ofrecen mejores prestaciones que las modulaciones de intensidad, las señales (D)QPSK se convierten en la mejor apuesta posible. Proporcionan un excelente equilibrio entre EE, tolerancia a las diferentes perturbaciones de la red, alcance de propagación y consumo energético.

Pero como ya se ha comentado en alguna otra ocasión, la elección del formato de modulación no se puede dar por concluida si no se especifica cómo es la forma de los pulsos que integran la portadora óptica. Gracias al intenso estudio realizado en el capítulo anterior sobre las señales 100G-(D)QPSK, se convertirá en una tarea muy sencilla escoger de forma adecuada el código línea que debe acompañar al formato de fase en cuadratura: 33% RZ, 50% RZ, 67% RZ, CSRZ o NRZ. De entre todos los factores mencionados arriba, **la limitación predominante en la red será el principal criterio de elección por el que nos guiaremos.**

La siguiente tabla recoge los resultados teóricos obtenidos en el capítulo anterior. Indica la modulación (D)QPSK que debe ser escogida de acuerdo a la limitación que predomine en el enlace óptico.

Prueba	Formato de modulación óptimo
Sensibilidad	33% RZ-(D)QPSK
Filtrado Óptico	NRZ-(D)QPSK
Dispersión Cromática	NRZ-(D)QPSK
Dispersión Cromática + Filtrado Óptico	33% RZ-(D)QPSK
PMD	33% RZ-(D)QPSK
Acumulación de ruido ASE	33% RZ-(D)QPSK
No linealidades	33% RZ-(D)QPSK
Eficiencia Espectral	Todos (filtrado previo en TX)

Tabla 6.2: Modulación (D)QPSK óptima según la limitación predominante.

Veamos un ejemplo sencillo. Supongamos un sistema DWDM 100 GHz grid como el de la siguiente figura. El sistema es similar al empleado durante el estudio del régimen no lineal en la anterior sección. Está constituido por 8 canales ópticos de 100 Gb/s cada uno, unidos con sus correspondientes receptores a través de un único vano de 80 km de fibra SSMF [Corning Inc., 2011]. La compensación de la dispersión se realiza de forma pasiva mediante 13,6 km de fibra compensadora [Corning Inc., 2002], de manera que el canal central de la banda (193,1 THz) quede perfectamente compensado. El demultiplexor está precedido por un preamplificador EDFA que compensa las pérdidas del vano.

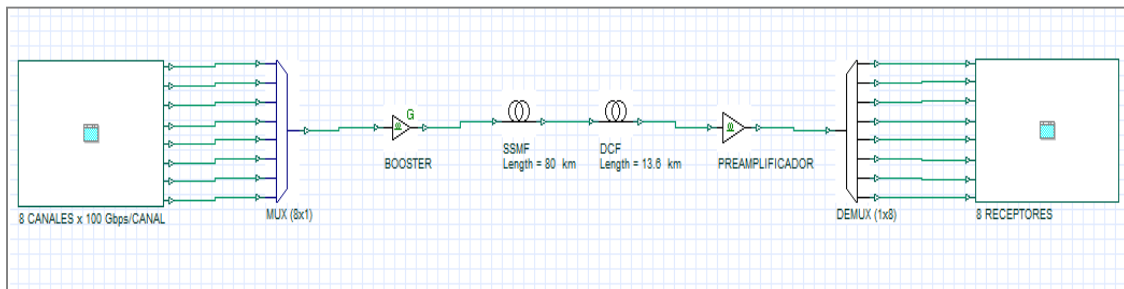


Figura 6.1: 800 Gb/s (8 canales x 100 Gbps/canal) sobre un vano SSMF de 80 km.

Para poder elegir la modulación (D)QPSK adecuada se debe identificar la limitación principal al rendimiento del sistema, tal y como se ha comentado antes. Se trata de una red de corto alcance, por lo que según la tabla 6.1 la dispersión acumulada en los canales no compensados será la perturbación fundamental a la que se enfrenten las señales propagadas. En estas condiciones, y considerando la distorsión por filtrado óptico despreciable al haber únicamente solo 2 filtros por canal entre TX y RX (en el multiplexor y el demultiplexor), la modulación óptima sería la NRZ-(D)QPSK.

Y puesto que no habrá problemas de sensibilidad en recepción al tratarse de una distancia de propagación tan corta, se podrá optar por un diseño más simple y económico basado en la detección diferencial interferométrica en recepción, por lo que la versión diferencial de la modulación será la más idónea para esta aplicación. Así el formato finalmente escogido será NRZ-DQPSK/DD.

Dejando a un lado el razonamiento teórico anterior, los resultados con el simulador conducirán a la misma decisión. Para ello, se verificará con el OptiSystem que la limitación principal viene impuesta exactamente por la dispersión acumulada en los canales no compensados. Todas las frecuencias de la banda DWDM menos la central (193,1 THz) muestran una cierta dispersión acumulada al final del vano, dado que la longitud de la fibra compensadora fue calculada exclusivamente para dicha frecuencia y por lo tanto es la única que quedará compensada completamente.

Realizando dos simulaciones, la primera con la pendiente de la dispersión desactivada y la segunda activada (para cualquier formato, por ejemplo 50% RZ-DQPSK), se podrá ver cómo en el primer caso la curva de rendimiento entre los diferentes canales es prácticamente plana mientras que en la segunda iteración el rendimiento entre los diferentes canales cae a medida que nos alejamos en frecuencia del canal central, perfectamente compensado. Como era previsible, en los extremos de la banda DWDM el rendimiento es mínimo dado que la dispersión acumulada en estos canales es mayor.

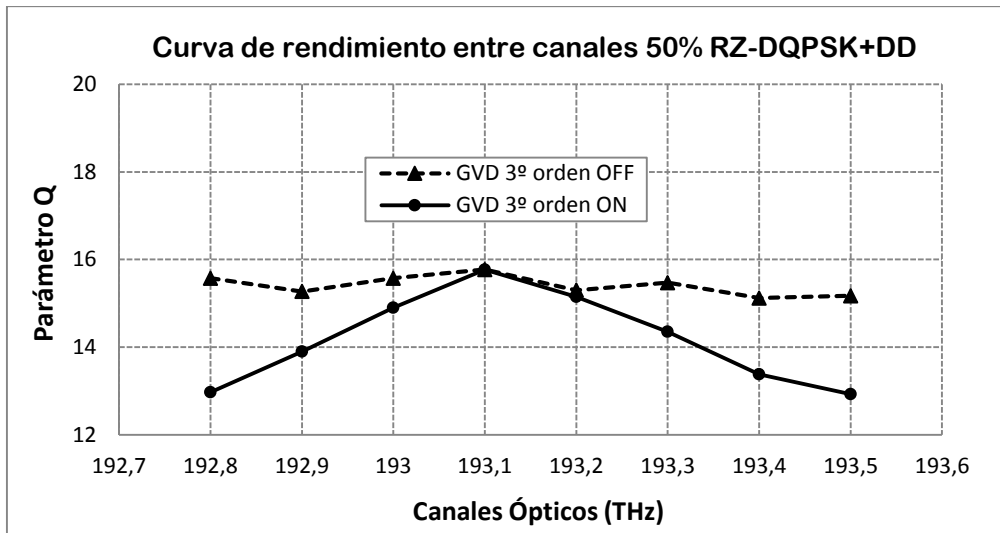


Figura 6.2: Comparación del rendimiento entre los diferentes canales DWDM transmitidos con la dispersión activada (línea continua) y desactivada (línea discontinua).

Una vez que nos hemos asegurado de que la dispersión acumulada es la perturbación que predomina en el sistema, es necesario buscar el formato que mejor se adapte a las características de la red. Aquel con el que se obtenga una menor diferencia de rendimiento entre canales será el formato elegido. Pero para comparar las curvas de rendimiento entre las diferentes versiones DQPSK hay que buscar previamente la potencia que se debe lanzar a la fibra que maximice la SNR en recepción en cada caso. La frontera entre el régimen lineal y el régimen no lineal será el punto de trabajo (Q_{MAX}).

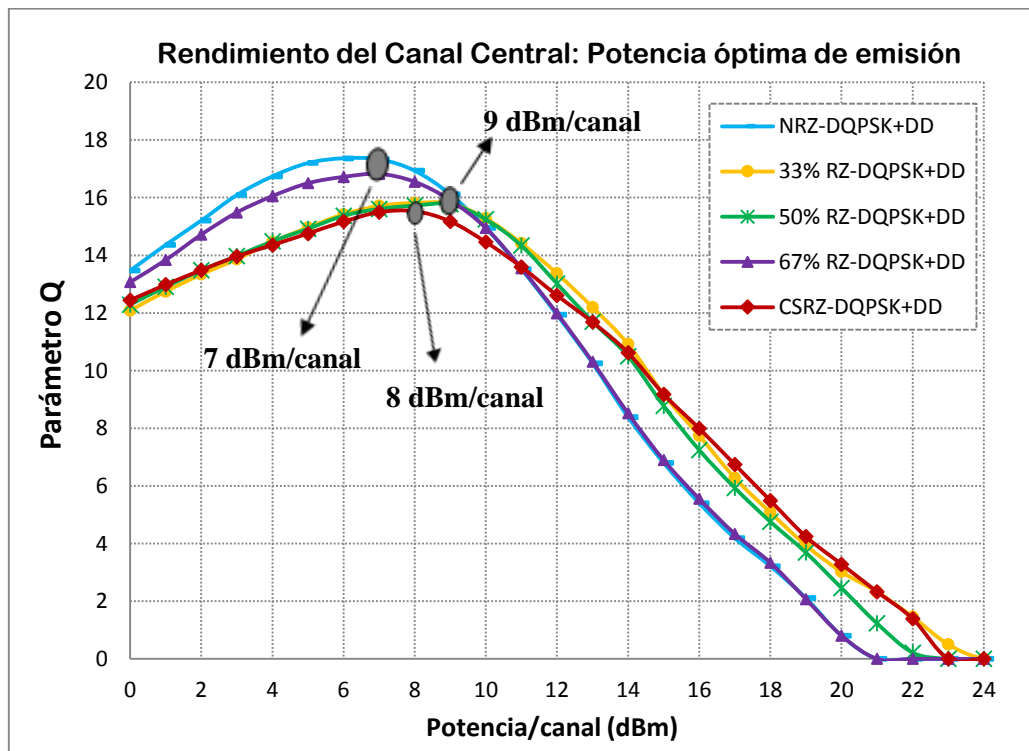


Figura 6.3: Evolución del rendimiento del canal central (193,1 THz) con la potencia lanzada a la fibra para cada formato DQPSK+DD. Se puede distinguir el régimen lineal del no lineal donde el factor Q se hace máximo.

La gráfica anterior compara el rendimiento del canal central entre las diferentes modulaciones de fase en cuadratura y lo que es más importante, permite conocer la potencia óptima de emisión para cada una de ellas. En los casos NRZ-DQPSK y 67% RZ-DQPSK habrá que emitir con unos 7 dBm/canal , para CSRZ con 8 dBm/canal , y para 50% y 33% RZ-DQPSK con 9 dBm/canal aproximadamente. Con estos valores se maximizará el rendimiento en recepción y se podrá comparar de forma objetiva cada formato en la banda DWDM transmitida.

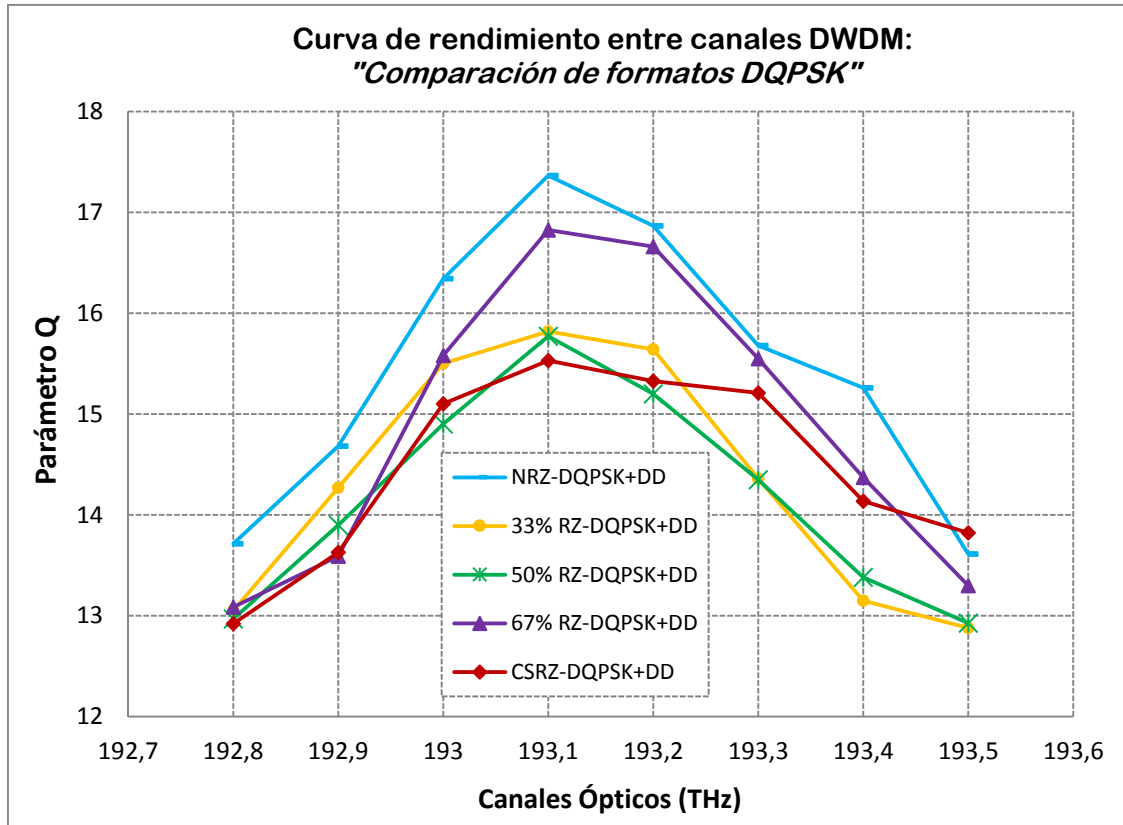


Figura 6.4: Factor de calidad conseguido en la banda DWDM con las diferentes modulaciones de fase en cuadratura diferencial.

Efectivamente la opción preferida será NRZ-DQPSK puesto que es la más tolerante a la dispersión cromática acumulada al ser la modulación en cuadratura con el espectro más estrecho (*la diferencia entre los retardos de grupo de las diferentes componentes espectrales de cada canal será menor que en el resto de formatos tras 80 km de recorrido*). Con esta modulación se consigue un rendimiento superior en recepción en cada uno de los ocho canales, siempre que se trabaje en régimen lineal y la limitación no provenga de las no linealidades de la fibra.

Acabamos de ver pues que con las simulaciones por ordenador llegamos a las mismas conclusiones que con el razonamiento teórico inicial. Sin embargo, NRZ-(D)QPSK no tiene por qué ser siempre la modulación idónea cuando el rendimiento se encuentre limitado por CD_{acum} . Si la red cuenta con varios dispositivos que filtren la señal, y la distorsión por filtrado óptico no puede ser despreciada como en el caso anterior, la limitación predominante será " $CD_{acum} + \text{filtrado}$ " y en esa situación el formato que mejor rendimiento ofrecerá será el de menor ciclo de trabajo: 33% RZ-(D)QPSK. Pero ese supuesto sería otro caso diferente dado que la limitación principal del sistema habría cambiado al incluir la distorsión por filtrado.

1.3 OPTIMIZACIÓN DEL MAPA DE DISPERSIÓN

Una de las limitaciones más severas a las que se puede enfrentar una red óptica de banda ancha son los efectos no lineales de la fibra. Aunque en muchas ocasiones las no linealidades no sean la limitación a la propagación fundamental, siempre es interesante aumentar la robustez del sistema al régimen no lineal de la fibra. Una mayor tolerancia redundante en poder aumentar la potencia emitida por canal sin ver limitado el rendimiento por no linealidades, de manera que a mayor potencia óptica lanzada, mayor relación señal a ruido en recepción, lo que se traducirá en un menor BER en la información destinada al usuario final.

En este escenario, se han propuesto diversas técnicas enfocadas a aumentar la tolerancia de los sistemas al régimen no lineal de la fibra: inserción de dispositivos ópticos desfasadores, multiplexores y demultiplexores acompañados de líneas de retardo, inversión espectral a mitad del enlace... Durante este apartado, se describe la técnica que ha suscitado un mayor interés dentro de la comunidad científica y que permite una gran reducción de los fenómenos no lineales en sistemas DWDM, empleando transmisores convencionales y sin intercalar dispositivos ópticos intermedios. Se trata de la optimización del mapa de dispersión del enlace.

La dispersión cromática juega un doble papel, por un lado supone una limitación a la máxima capacidad de transmisión por canal, y por otro, reduce la presencia de los efectos no lineales. Una gran parte de culpa de la estimulación de las no linealidades en el enlace se debe a la forma de onda de la señal en el punto donde se generan. Dicha forma de onda dependerá de la modulación empleada y de la dispersión acumulada presente en dicho punto. Por lo tanto, una distribución óptima de la dispersión cromática en los distintos tramos del enlace puede permitirnos aumentar de forma considerable la robustez del sistema a los efectos no lineales.

El mapa de dispersión de un enlace quedará definido mediante la elección del tipo de fibra óptica que se vaya a instalar en la red y mediante la técnica utilizada para la compensación de la dispersión. El uso de diferentes mapas de dispersión conllevará variaciones en el rendimiento del sistema que deben ser analizados cuidadosamente para poder determinar cuál será el mapa más óptimo en cada situación.

En las próximas líneas se discutirán los diferentes tipos de fibras que emplean las nuevas redes ópticas de banda ancha y las diferentes técnicas de compensación de dispersión contempladas, destacándose las que mejor rendimiento pueden ofrecer. Finalmente se cerrará la sección resumiendo qué pareja de fibra y técnica de compensación es capaz de asegurar un mayor rendimiento en el sistema conformando el mapa de dispersión más óptimo posible en cada caso.

1.3.1 ELECCIÓN DEL TIPO DE FIBRA

Para poder realizar una óptima distribución de la dispersión cromática en el enlace que permita aumentar la tolerancia del sistema a las no linealidades, primero debemos elegir el tipo de fibra que vamos a emplear en la red. Sus parámetros de atenuación, dispersión, PMD, área efectiva y coeficiente no lineal tendrán un impacto directo en el rendimiento del sistema y determinarán en gran medida el mapa de dispersión finalmente diseñado.

En esta sección se comparan los cuatro tipos diferentes de fibras monomodo que se suelen manejar en el diseño de las redes de banda ancha de la actualidad: fibras de dispersión estándar (SSMF), fibras de dispersión desplazada no nula (NZDSF⁺), fibras de dispersión media (MDF)

y fibras de alta dispersión y gran área efectiva (LongLine Fiber). Las fibras bajo estudio han sido elegidas con características muy diversas, con el objetivo de poder descubrir qué cualidades son las más favorables al estándar de los 100 GbE. La tabla 6.3 recoge los parámetros principales de cada una de ellas a 1550 nm, obtenidos de las hojas de especificaciones de distintas fibras comerciales.

Tipo de Fibra	D [ps/nm·km]	A _{eff} [μm ²]	α [dB/km]	γ [1/W·km]	Referencia
LongLine Fiber	20.4	112	0.162	0.75	[Corning Inc., 2010]
SSMF	18	80	0.2	1.1	[Corning Inc., 2011]
MDF	8	63	0.22	1.5	[Draka Inc., 2010]
NZDSF ⁺	4	72	0.22	1.3	[Corning Inc., 2011]

Tabla 6.3: Parámetros principales de los cuatro tipos de fibra bajo test.

Las fibras más conocidas son la SSMF y NZDSF⁺, muy empleadas desde hace varios años en comunicaciones ópticas. Hasta ahora la fibra NZDSF⁺, debido a su baja dispersión, había mostrado muy buen rendimiento en transmisiones de 10 Gb/s, consideradas de banda ancha hasta hace pocos años. Pero ante la necesidad de cubrir una demanda de tráfico de datos mucho mayor, las redes ópticas se han visto obligadas a realizar el salto del estándar de 10 Gb/s a los 40 Gb/s e incluso los 100 Gb/s. En estas nuevas redes de banda ancha se ha propuesto el uso de dos nuevos tipos de fibra, con parámetros de dispersión muy diferentes a los que se venían utilizando hasta ahora: las fibras de dispersión media MDF (a medio camino entre SSMF y NZDSF⁺) y las nuevas fibras de alta dispersión LongLine. Explorar fibras con nuevos coeficientes de dispersión cromática nos llevará hacia resultados muy interesantes.

Para hacernos una idea de qué tipo de fibra es la que va a ofrecer mejores prestaciones, se propone una pequeña simulación por ordenador sobre un solo vano de transmisión de 80 km y con una comunicación monocanal a 1550 nm. El esquema simulado es el siguiente:

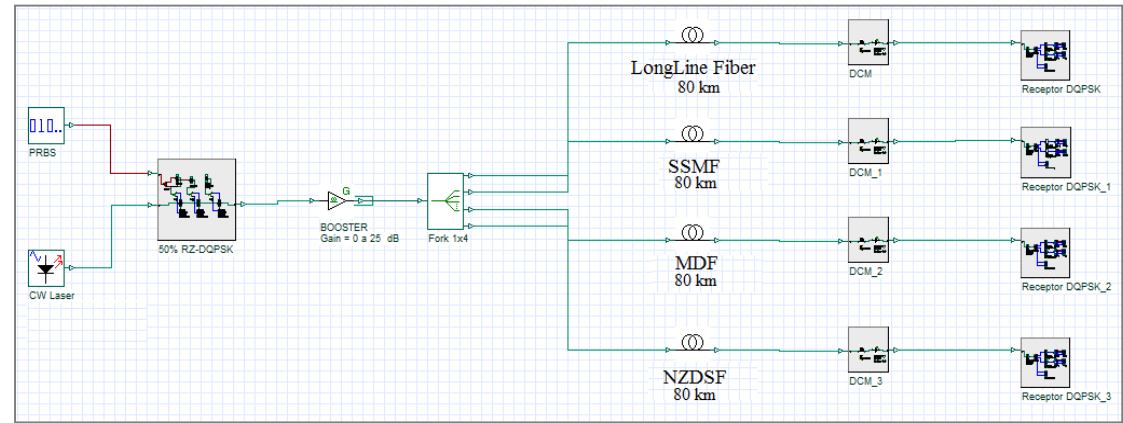


Figura 6.5: Simulación para el estudio de las prestaciones obtenidas con diferentes tipos de fibras ópticas en transmisiones a 100 Gb/s.

Trabajamos con una modulación de fase en cuadratura a 100 Gb/s (50% RZ-DQPSK) distribuyéndola de forma uniforme con el splitter del montaje por los cuatro tipos de fibra bajo test. Cada una de ellas tiene una longitud de 80 km y estará acompañada de su correspondiente

módulo compensador (fibra DCF + preamplificador). En recepción se recurre a la detección diferencial interferométrica para recuperar los datos transmitidos por DQPSK.

Si el objetivo de la optimización del mapa de dispersión es aumentar la tolerancia del enlace a las no linealidades, se tendrá que analizar previamente la robustez de cada tipo de fibra al IXPM e IFWM, únicos efectos no lineales presentes a 100 Gb/s (por eso se prescinde de una simulación DWDM y se plantea una comunicación monocanal). Para ello, con el booster del transmisor se varía la potencia óptica lanzada a cada fibra entre 0 y 25 dBm.

La importancia de los resultados que se obtengan de este estudio será vital. Conseguir una mayor tolerancia al IXPM e IFWM será crucial en los sistemas 100G-(D)QPSK. Así se podrá lanzar más potencia en transmisión sin limitar por no linealidades, consiguiendo con ello un mayor alcance y un mejor rendimiento en transmisiones multivano.

Los resultados arrojados por la simulación fueron los siguientes:

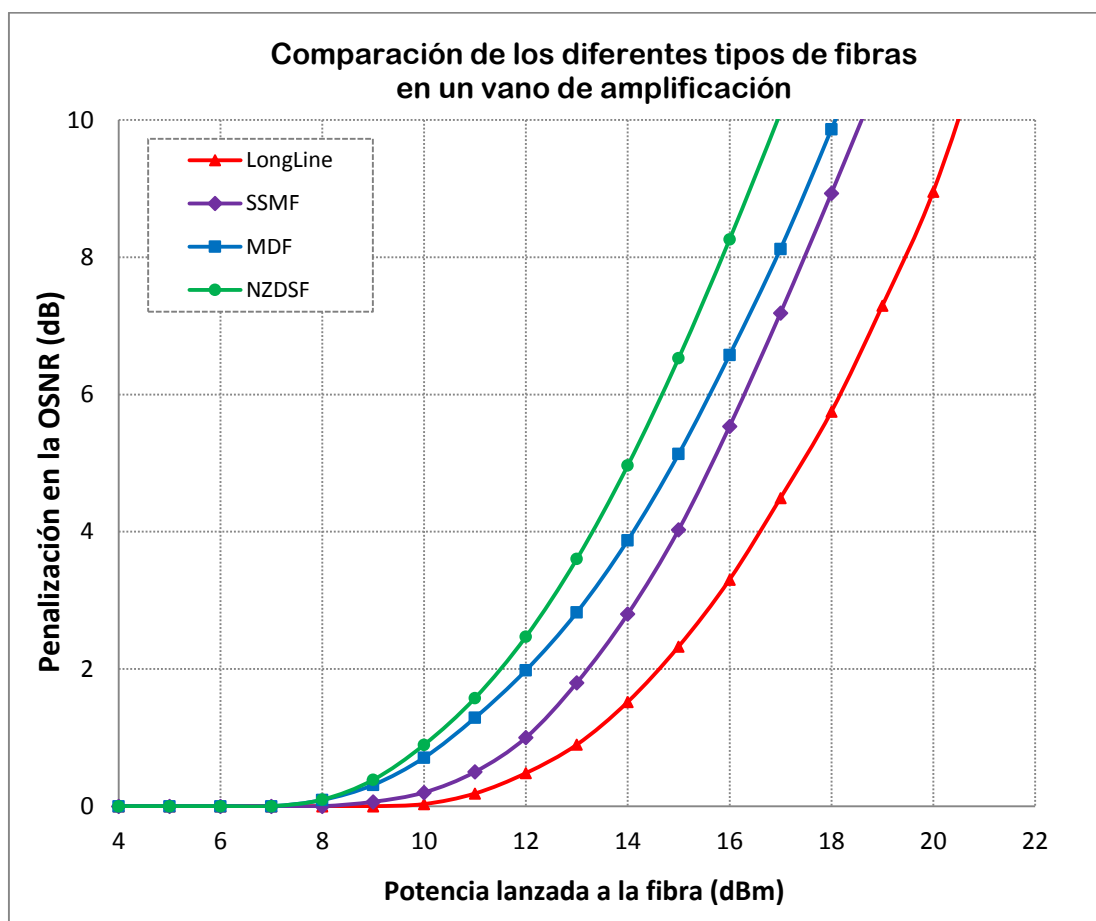


Figura 6.6: Evolución de la penalización de la OSNR con la potencia óptica lanzada a la fibra. Comparamos los resultados obtenidos para los 4 tipos de fibra analizados observando la tolerancia al IXPM e IFWM de cada una de ellas.

La fibra LongLine es la que sin duda ofrece mayor robustez al IXPM e IFWM, seguida por la SSMF y la de dispersión intermedia, MDF. De hecho, es curioso que el orden de tolerancias entre las fibras se establezca según el valor de su coeficiente de dispersión, ordenadas de mayor

a menor valor. Siguiendo esta tendencia, la fibra de menor dispersión (NZDSF⁺) es con la que se obtiene un peor rendimiento.

Si nos paramos a pensar en los resultados obtenidos, no es tan extraño que con la fibra de mayor dispersión sea con la que se consiga una mayor robustez a las no linealidades. Una mayor dispersión acumulada en la señal reduce el pico de potencia de los pulsos gaussianos, de manera que será más difícil estimular el efecto Kerr durante una mayor distancia de propagación. Con valores altos de dispersión se requerirá una gran potencia de entrada para poder estimular el IXPM e IFWM durante una buena parte del vano.

Además este nuevo tipo de fibras han sido inteligentemente diseñadas con un gran área efectiva, precisamente para hacerlas más robustas al régimen no lineal y garantizar la calidad de la señal transmitida en presencia de altos valores de potencia óptica. Un incremento del área efectiva permite distribuir la potencia del modo propagado en una mayor sección transversal del núcleo de la fibra, consiguiendo con ello que la intensidad óptica se reduzca y que el índice de refracción del núcleo sea menos sensible a variaciones en la potencia óptica instantánea de la señal (menor estimulación del efecto Kerr):

$$\bar{n} = n_0 + n_2 \frac{P_{optica}}{A_{eff}} \quad [6.1]$$

La propagación de los pulsos ópticos en estas nuevas fibras pretende simular el efecto solitón. Aumentando la dispersión cromática del enlace se busca conseguir una menor degradación por no linealidades en transmisiones de banda ancha. El fundamento de los solitones se basa en un balance perfecto entre dispersión y efectos no lineales. Mientras la dispersión cromática ensancha los pulsos, los efectos no lineales tienden a estrecharlos, de manera que con un balance perfecto entre ambos fenómenos se puede garantizar la conservación de su perfil temporal con la distancia de propagación. En los pulsos solitón se logra dicho resultado, consiguiendo cubrir enormes distancias sin la necesidad de tener que regenerar la señal o compensar la dispersión.

Aunque con los pulsos gaussianos RZ no se consigue dicho equilibrio entre dispersión y no linealidades, sí se puede aprovechar la idea de reducir la estimulación del IXPM e IFWM aumentando el coeficiente de dispersión de la fibra. Posteriormente, con una óptima compensación de la dispersión se conseguiría recuperar la anchura inicial de los pulsos emitidos.

Empresas como Corning o Alcatel, que desarrollan este nuevo estándar de fibras enfocadas hacia transmisiones de 100 Gb/s y largas distancias de propagación, se han centrado además en rebajar el coeficiente de atenuación por debajo de los 0,18 dB/km. Esto permite reducir el número de amplificadores ópticos necesarios en redes multivano, lo que se traducirá en menor ruido ASE acumulado al final del enlace.

Por lo tanto, esta nueva generación de fibras ópticas debe agrupar las siguientes características para poder cumplir con los objetivos buscados:

- Alto coeficiente de dispersión cromática
- Área efectiva superior a los 100 μm^2
- Bajo valor en su coeficiente de atenuación

Su integración en sistemas DWDM de alta capacidad exige una nueva serie de requisitos que no se han mencionado:

- Bajo valor del coeficiente de PMD
- Pendiente de la dispersión inferior a $0,08 \text{ ps/nm}^2\cdot\text{km}$

Las nuevas fibras LongLine cumplen ambos objetivos, garantizando así un excelente rendimiento en las transmisiones DWDM. Hay que tener en cuenta que la PMD será una limitación importante para las transmisiones de ultralarga distancia, como son los sistemas submarinos transoceánicos, por lo que un bajo valor de su coeficiente se torna fundamental. Comparando este parámetro en las hojas de especificaciones de las cuatro fibras anteriores, se puede apreciar cómo en la LongLine los fabricantes se han encargado de reducir el coeficiente de PMD de $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ a $0,05 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ (ver anexo 5).

El último requisito hace referencia a la pendiente de la dispersión. Un valor bajo de este parámetro podría favorecer la aparición de FWM o de XPM entre los diferentes canales DWDM, pero dado que en transmisiones superiores a los 40 Gb/s las no linealidades intercanal brillan por su ausencia, se podrá trabajar tranquilamente con una pendiente de la dispersión mucho más baja que en las fibras SSMF, MDF y NZDSF⁺. Las nuevas fibras de alta dispersión reducen su valor a $0,06 \text{ ps/nm}^2\cdot\text{km}$, permitiendo que la GVD acumulada en los diferentes canales DWDM sea muy parecida y favoreciendo con ello que con el uso de una sola fibra compensadora un gran número de ellos queden prácticamente compensados.

Por lo tanto, si el objetivo de la optimización del mapa de dispersión es aumentar la tolerancia del sistema a los efectos no lineales de la fibra, evidentemente nos debemos decantar por aquella que muestra una mayor robustez las no linealidades: la **LongLine Fiber**. Este tipo de fibras han sido especialmente diseñadas para las nuevas redes de banda ancha enfocadas a transmisiones de larga y ultralarga distancia.

1.3.2 GESTIÓN DE LA DISPERSIÓN CROMÁTICA

En transmisiones superiores a 1 Gb/s la dispersión cromática supone una limitación tanto para la máxima capacidad de transmisión por canal como para la distancia de propagación de la red. A 100 Gb/s, el alcance de la señal no llegará a superar los 20 km en el mejor de los casos (con fibras de baja dispersión). Para poder trabajar con mayores distancias de propagación, se desarrollaron durante años diversas técnicas enfocadas a compensar la dispersión cromática de la fibra: uso de transmisores con chirp (pre-chirping en el emisor), empleo de fibras de Bragg de periodo espacial variable, técnicas de inversión del espectro a mitad del enlace, transmisión de pulsos solitón, uso de formatos con chirp controlado (CRZ), compensación electrónica en el receptor (algoritmos compensadores), integración de fibras compensadoras DCF...

De todas ellas, sin duda las que han tenido una mayor acogida para transmisiones de banda ancha, superiores a los 40 Gb/s, han sido básicamente dos: el uso de fibras compensadoras y la implementación de algoritmos de compensación electrónica en el receptor. Mientras que la primera propuesta permite una distribución de la dispersión cromática por todo el enlace (*Dispersion Managed, DM*), la segunda compensa directamente toda la dispersión acumulada en el receptor (*Non-Dispersion Managed, NDM*). Ambas estrategias tienen sus ventajas y sus inconvenientes.

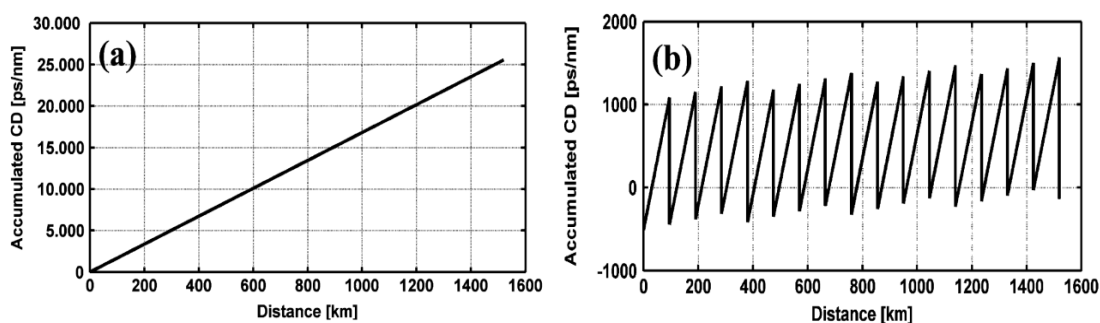


Figura 6.7: Mapas de dispersión (a) “Non-Dispersion Managed” y (b) “Dispersión Managed” [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011].

En líneas generales, en redes multivano los mapas de dispersión basados en enlaces NDM son más tolerantes a las no linealidades que los mapas DM. Como los pulsos ópticos dispersados no recuperan su anchura inicial hasta que llegan al receptor, su potencia de pico será muy baja en todo el enlace, por lo que no estimularán las no linealidades de la fibra fácilmente. Sin embargo, el uso de algoritmos compensatorios hace necesario tener que emplear la detección coherente para recuperar la señal en las mejores condiciones posibles. El conjunto “*detección coherente + algoritmos compensatorios*” incrementa de forma sustancial el presupuesto y la complejidad de los sistemas que hagan uso de estos mapas.

Los mapas NDM se suelen emplear en redes multivano de ultralarga distancia (>1000 km), donde la sensibilidad en recepción es un punto crítico en el diseño del sistema. Además, en estas redes donde la PMD es una de las limitaciones a la propagación predominantes, se pueden aprovechar los algoritmos compensatorios no solo para compensar la GVD, sino también para eliminar la distorsión introducida por la PMD y las no linealidades [Guifang Li, 2009]. Otra de las ventajas de este tipo de mapas es su mayor tolerancia a variaciones en el coeficiente de dispersión de la fibra, que se pueden producir por causas externas como variaciones en la temperatura ambiente, en la presión...

Mientras, los mapas DM están enfocados a redes de corta y media distancia (inferiores a los 1000 km), donde el uso de fibras compensadoras y detección directa de la señal garantiza una calidad óptima de la comunicación con una menor complejidad y mejor presupuesto que con los mapas NDM. Entre los inconvenientes de los mapas DM destacan su menor tolerancia a las no linealidades de la fibra y su menor robustez frente a variaciones en el mapa de dispersión del enlace [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011].

En el estándar de los 100 Gb/s hay una tendencia generalizada al uso de los mapas DM, dada su mayor sencillez y facilidad de implementación. Constituyen la verdadera esencia de la gestión y distribución de la dispersión por el enlace óptico. Por este motivo nos centraremos en ellos en los próximos párrafos.

Diseño y Optimización de los Mapas DM

Probablemente el criterio básico de diseño en estos mapas para mitigar la presencia de las no linealidades en la red, sea insertar de forma periódica tramos de fibra compensadora por el enlace. Encontrar la mejor localización de estos tramos de fibra es precisamente el objetivo de la optimización de los mapas DM. Un diseño óptimo permitirá una cancelación parcial del IFWM e IXPM, generados en puntos diferentes de la red. El mapa DM óptimo de un sistema depende

del formato de modulación empleado, de la tasa de símbolo, del espaciado entre canales WDM...

La regla principal que debe cumplir la gestión de la dispersión es que en ningún tramo del enlace exista una dispersión cercana a cero, o en otras palabras, que la longitud de onda de dispersión cero de cada uno de los tramos no se encuentre dentro o muy cerca de la banda de longitudes de onda del sistema WDM [Abellán, D.P. *et al.*, 2006]. Al mismo tiempo, se debe garantizar que la suma total de las dispersiones de los distintos tramos del enlace, sea para cada canal cero, o al menos esté dentro de los límites permisibles por la ITU, Ec.(4.8) [ITU-T G.Sup. 39, 2012]. Las tres posibles maneras de ubicar los tramos de fibra compensadora se muestran en la figura 6.8.

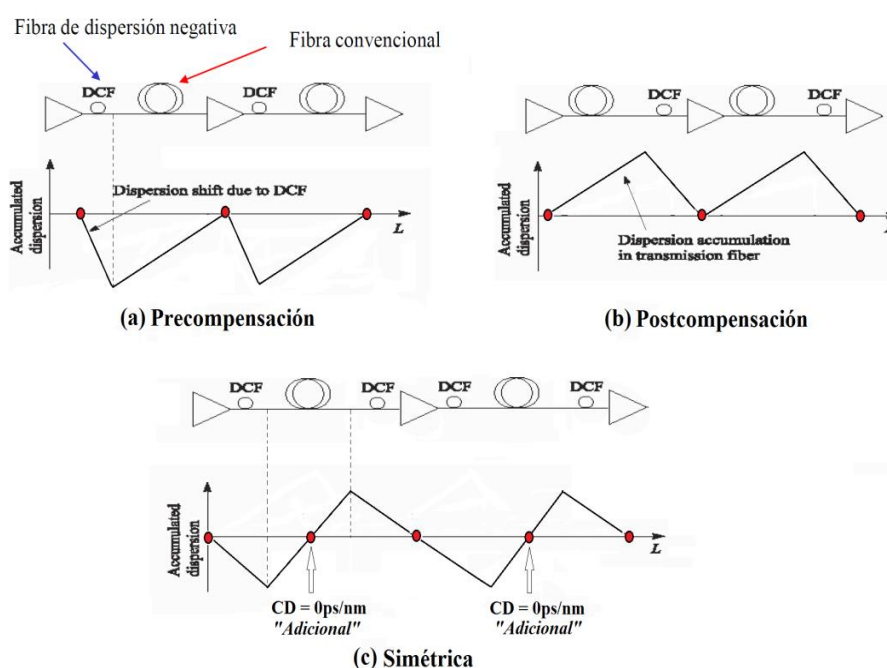


Figura 6.8: Configuraciones básicas de los mapas DM [Abellán, D.P. *et al.*, 2006].

En el primero, figura 6.8 (a), la compensación se efectúa al principio de cada vano. La señal, en la posición de partida, se encuentra con dispersión nula y con la amplitud necesaria para una correcta detección. Tras su paso por la DCF, su dispersión se hace negativa (los pulsos se habrán estrechado) y la fibra posterior, debido a su coeficiente de dispersión positiva, eleva el valor de ésta hasta alcanzar de nuevo la dispersión cero. El amplificador contiguo recupera la potencia de la señal perdida durante su propagación por el vano. Ésta gestión de la dispersión se conoce con el nombre de **precompensación**.

La situación que aparece en la figura 6.8 (b) recibe el nombre de **postcompensación**. La ubicación de la DCF en cada uno de los vanos es ahora posterior a la fibra convencional. La señal a la salida de la fibra convencional tendrá una dispersión acumulada positiva que el tramo de fibra compensadora se encarga de reducir a cero antes de llegar al amplificador que marca el final del vano.

Finalmente, en la opción (c) se aplica una combinación de los dos esquemas anteriores conocida como compensación **simétrica**. Se induce una precompensación inicial en la señal seguida de una postcompensación, de manera que la dispersión residual al final del vano sea nula. La

longitud de la fibra compensadora queda dividida en dos tramos, situando cada uno de ellos al inicio y al final de cada vano. El único inconveniente de esta estrategia es que habrá un punto intermedio prácticamente a mitad del trayecto con dispersión nula, razón por la cual esta arquitectura de mapa DM no será la más óptima de cara a reducir los efectos del IXPM e IFWM, como luego se comprobará en una simulación posterior. Mientras que en los dos primeros esquemas, los puntos de dispersión nula se encuentran solo al inicio y al final de los vanos de amplificación, en el esquema de compensación simétrica además aparece un *punto adicional de dispersión nula* a mitad de cada vano. Este esquema será el que peor tolerancia muestre a las no linealidades intracanal.

Las tres estrategias anteriores permiten una segunda variable de diseño en redes multivano: el uso de vanos de idéntica longitud o de longitudes diferentes. Con la primera opción las no linealidades se acumulan de forma coherente vano tras vano, por lo que la penalización por no linealidades será proporcional al número de vanos, N_A . En cambio, si aplicamos un diseño basado en longitudes diferentes evitamos la aparición del IFWM e IXPM en los mismos puntos de cada vano rompiendo así la coherencia espacial. En este caso la penalización será menor al ser directamente proporcional a la raíz cuadrada del número de vanos, $\sqrt{N_A}$ [Keang-Po Ho, 2005].

La siguiente gráfica muestra la diferencia entre ambas estrategias. Se ha medido la evolución de la penalización de la OSNR por no linealidades sobre una red monocanal (a 193,1 THz) de 3 vanos de amplificación. La traza continua se corresponde con un diseño idéntico de los tres vanos, basados en 80 km de fibra SSMF [Corning Inc., 2011] y con postcompensación [Corning Inc., 2002], mientras que la traza discontinua se corresponde con un diseño diferente en cada vano. Cada uno sigue una estructura de postcompensación pero con longitudes distintas: 60km, 100 km y 80 km respectivamente. La modulación empleada es la 33% RZ-DQPSK+DD a 100 Gb/s. Los resultados no muestran la gran diferencia vaticinada por la teoría entre ambos diseños. El uso de vanos de diferentes longitudes solo implica una mejora de 0,4 dB en el régimen no lineal.

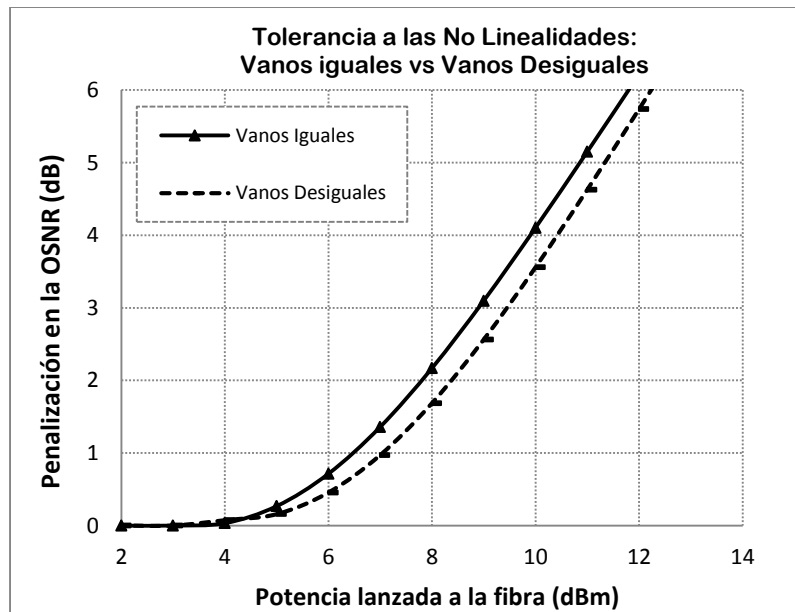


Figura 6.9: Mapa DM de postcompensación con vanos iguales frente a vanos desiguales en su tolerancia a las no linealidades de la fibra a 100 Gb/s.

Pero más allá de un diseño de los mapas DM basado en la postcompensación, precompensación, compensación simétrica, vanos iguales, vanos desiguales... hay una estrategia de diseño en este tipo de mapas que es la que mejores resultados ofrece para la cancelación parcial del IFWM e IXPM. Se trata de una gestión de la dispersión diferente a las mencionadas hasta ahora. Mientras que las anteriores estrategias estaban enfocadas tanto para redes multivano como de un solo vano, este último mapa DM está enfocado exclusivamente a redes multivano, donde los efectos no lineales suponen una verdadera limitación a la propagación de nuestra señales de alta velocidad.

Estos mapas de dispersión, denominados mapas DM **Híbridos**, quedan definidos mediante tres parámetros de diseño: la precompensación inicial de la red (*Precomp*), la dispersión residual entre vanos consecutivos (*RDPS-Residual Dispersion per Span*) y la dispersión residual neta al final de la red (*NRD-Net Residual Dispersion*). Según el número diferente de valores que adopte el RDPS en el mapa se puede hablar de: mapas híbridos de **periodicidad simple** (RDPS constante en todos los vanos), de **periodicidad doble** (RDPS toma dos valores diferentes a lo largo del mapa), de **periodicidad triple** (tres valores diferentes)...

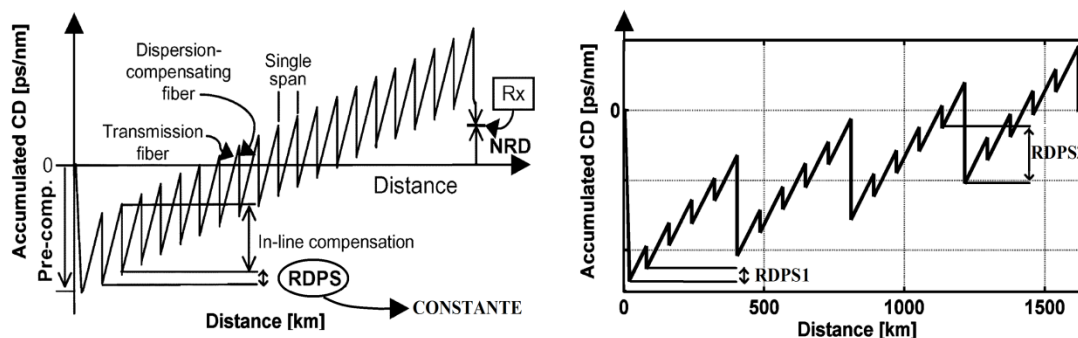


Figura 6.10: Mapa DM híbrido de periodicidad simple (izquierda) y de periodicidad doble (derecha) [Winzer, P.J. *et al.*, 2006; Alfiad, M.S. *et al.*, 2011].

La gran ventaja de los mapas DM híbridos es que garantizan una gestión de la dispersión más distribuida por todo el enlace, aumentando de forma considerable la robustez del sistema al régimen no lineal de la fibra. Los anteriores esquemas (basados en la compensación simétrica, precompensación y postcompensación) tienen el inconveniente de que en redes de larga distancia al inicio de cada vano la dispersión es nula ($RDPS = 0$), por lo que los pulsos recuperan su pico de potencia inicial justo a la salida de los amplificadores ópticos y por lo tanto la estimulación de las no linealidades es mucho mayor que en los esquemas híbridos. Podremos ver claramente la diferencia de prestaciones entre los diferentes mapas DM presentados en la simulación contigua.

Prueba Simulada: Comparación de los Mapas DM en el OptiSystem

Transmitimos 8 señales 100-Gb/s-NRZ-DQSPK, sobre cuatro mapas de dispersión diferentes, en una red de 400 km dividida en 5 vanos de amplificación de 80 km (figura 6.11). Cada uno de los mapas simulados representa un tipo de mapa DM diferente: precompensación, postcompensación, simétrica e híbrida. El objetivo es comparar el rendimiento obtenido con cada uno de los mapas y descubrir cuál de ellos ofrece mejores prestaciones, tanto en el régimen lineal como en el no lineal.

Situamos las señales anteriores entre las frecuencias 192,8 THz y 193,5 THz, con saltos de 100 GHz de canal a canal. El multiplexor de la red se encargará de conformar la banda DWDM filtrando previamente cada uno de los canales ópticos con una banda de paso de 85 GHz. A continuación, el splitter del montaje distribuirá de forma uniforme por los diferentes mapas de dispersión las señales generadas. Tras su paso por la red, se recuperarán cada una de las señales con un receptor DQPSK de detección directa (detección diferencial interferométrica MZI).

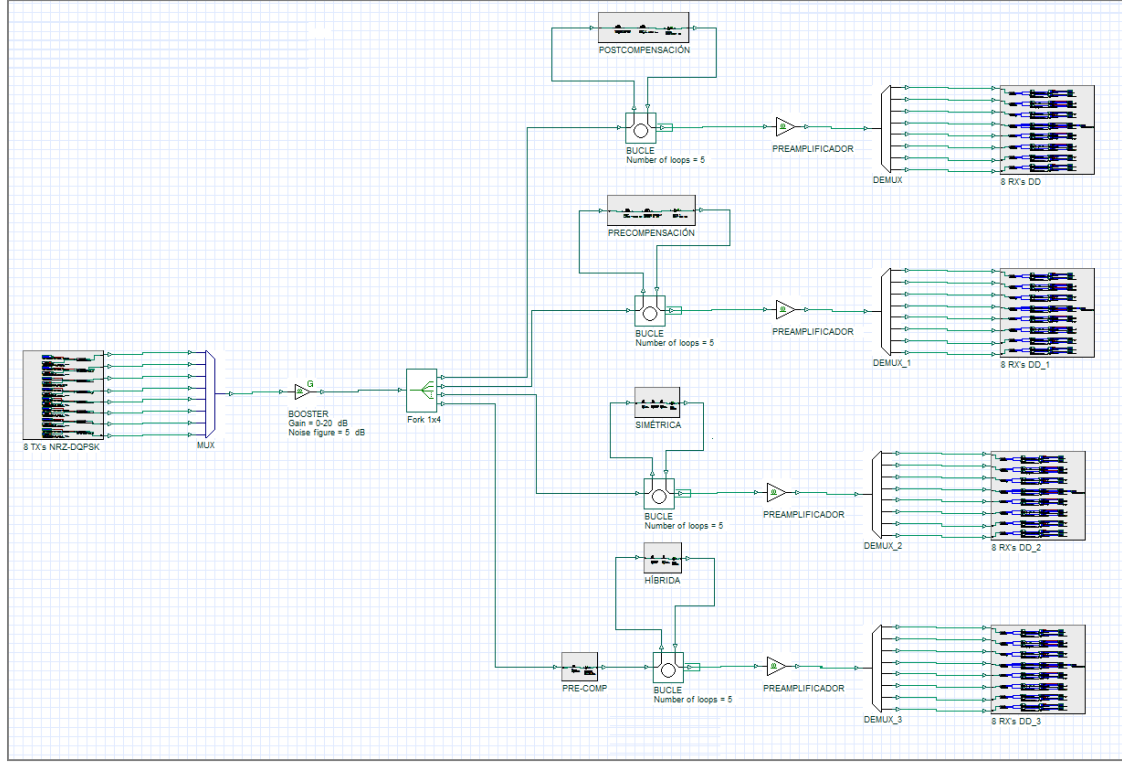


Figura 6.11: Configuración de red para la simulación de los diferentes mapas de dispersión DM.

Los tres primeros mapas son muy sencillos de optimizar dado que la dispersión residual entre sus vanos es nula ($RDPS = 0$). Aplicando la Ec. (4.9) se podrá calcular la longitud de la fibra compensadora en cada caso, y como los vanos de amplificación son idénticos entre sí, las ecuaciones que deberán cumplir cada uno de ellos serán:

Mapa DM	Ecuación ($RDPS = 0$)
Postcompensación	$D_{Fiber}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{Fiber} + D_{DCF}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{DCF} = 0$
Precompensación	$D_{DCF}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{DCF} + D_{Fiber}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{Fiber} = 0$
Simétrica	$D_{DCF1}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{DCF1} + D_{Fiber}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{Fiber} + D_{DCF2}(\lambda_0) \cdot \sigma_\lambda \cdot L_{DCF2} = 0$

Tabla 6.4: Ecuaciones de diseño de los mapas de postcompensación, precompensación y compensación simétrica. Vanos idénticos de 80 km.

La fibra empleada para la transmisión es de tipo LongLine, con los mismos parámetros que vienen recogidos en la tabla 6.3. La fibra compensadora es idéntica a la utilizada en anteriores simulaciones (parámetros en la tabla 4.11). Resolviendo las anteriores ecuaciones, el esquema de los tres primeros mapas DM queda finalmente así:

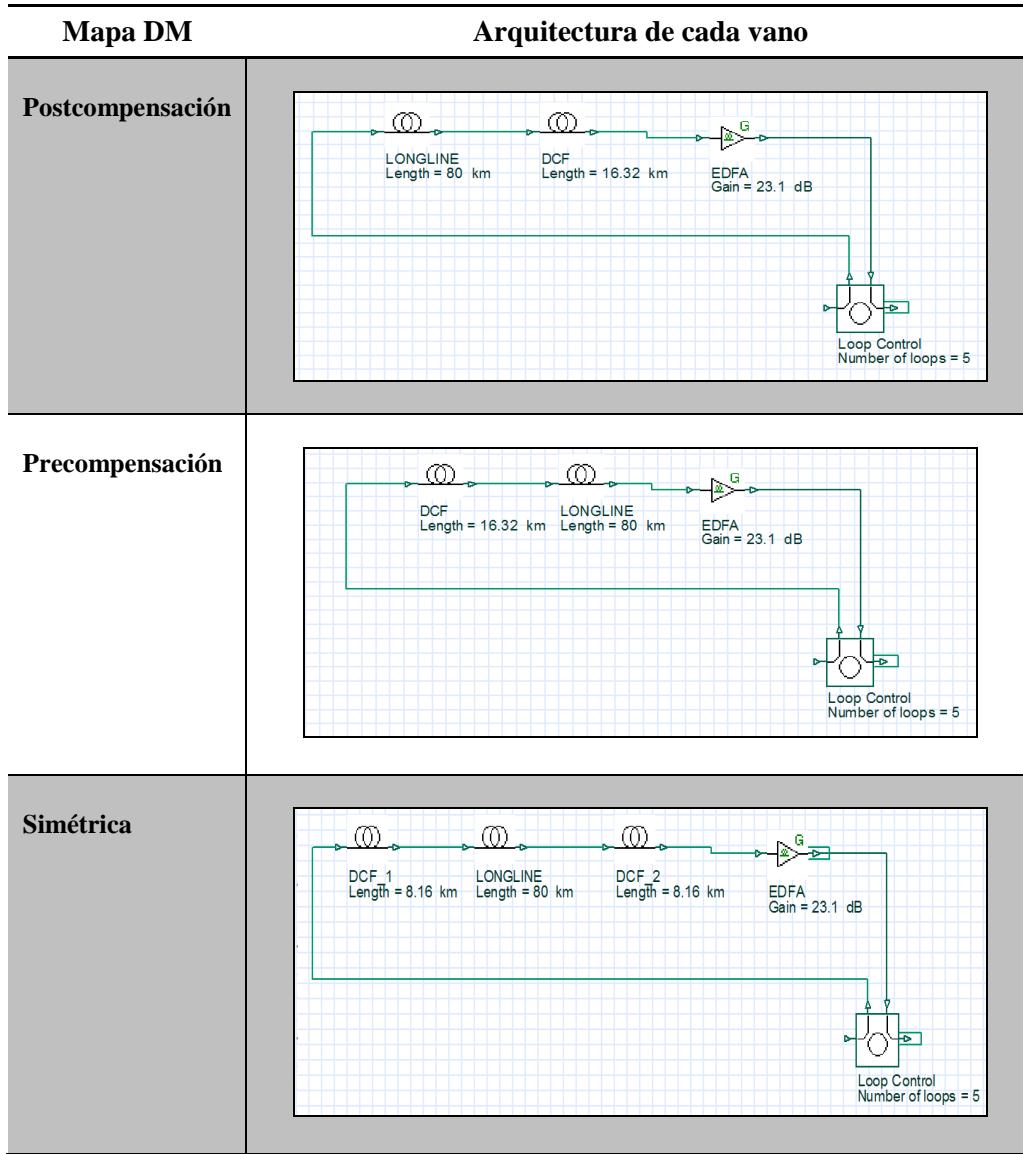


Tabla 6.5: Diseños optimizados de los vanos que integran los mapas de dispersión DM de postcompensación, precompensación y compensación simétrica.

El mapa híbrido es bastante más complejo de optimizar. Para simplificar su análisis se trabajará con el de periodicidad simple. Su optimización se debe centrar en buscar los valores adecuados de los parámetros que definen el mapa de dispersión (Precomp, RDPS y NRD) que permitan maximizar el rendimiento del sistema. Los tres parámetros anteriores quedan relacionados mediante la expresión:

$$Precomp + N_A \cdot RDPS = NRD \quad [6.2]$$

Y puesto que la dispersión residual al final del enlace debe ser nula ($NRD = 0$), la precompensación que se tendrá que aplicar al inicio de la red coincidirá con el valor $-N_A \cdot RDPS$ (ps/nm). De manera que el proceso de optimización se reduce exclusivamente a encontrar el valor adecuado de la dispersión residual entre vanos, RDPS. Dicho valor depende directamente del formato de modulación empleado, por lo que puede variar según la modulación de fase en cuadratura con la que se trabaje. A pesar de ello, las diferencias entre las distintas señales (D)QPSK serán mínimas.

En general, para 100G-(D)QPSK y distancias de medio-largo alcance, el RDPS óptimo sobre fibras LongLine se encuentra en torno a los 160 ps/nm [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011]. Por lo tanto, la precompensación inicial que habrá que realizar en la red de 5 vanos ha de ser de -800 ps/nm, lo que se corresponde con una longitud de fibra compensadora a 1550 nm de 8 km. Sabiendo el valor óptimo del RDPS, se podrá calcular finalmente las longitudes de las fibras LongLine y DCF en cada vano, supuestos todos iguales dado que trabajamos con un mapa de periodicidad simple:

$$D_{Fiber}(\lambda_0) \cdot \underbrace{L_{Fiber}}_{80 \text{ km}} + D_{DCF}(\lambda_0) \cdot L_{DCF} = RDPS = 160 \text{ ps/nm} \quad [6.3]$$

$$L_{DCF} = \frac{RDPS - D_{Fiber}(\lambda_0) \cdot L_{Fiber}}{D_{DCF}(\lambda_0)} = 14,72 \text{ km} \quad [6.4]$$

Así, el mapa de dispersión híbrido quedará definitivamente configurado de la siguiente manera:

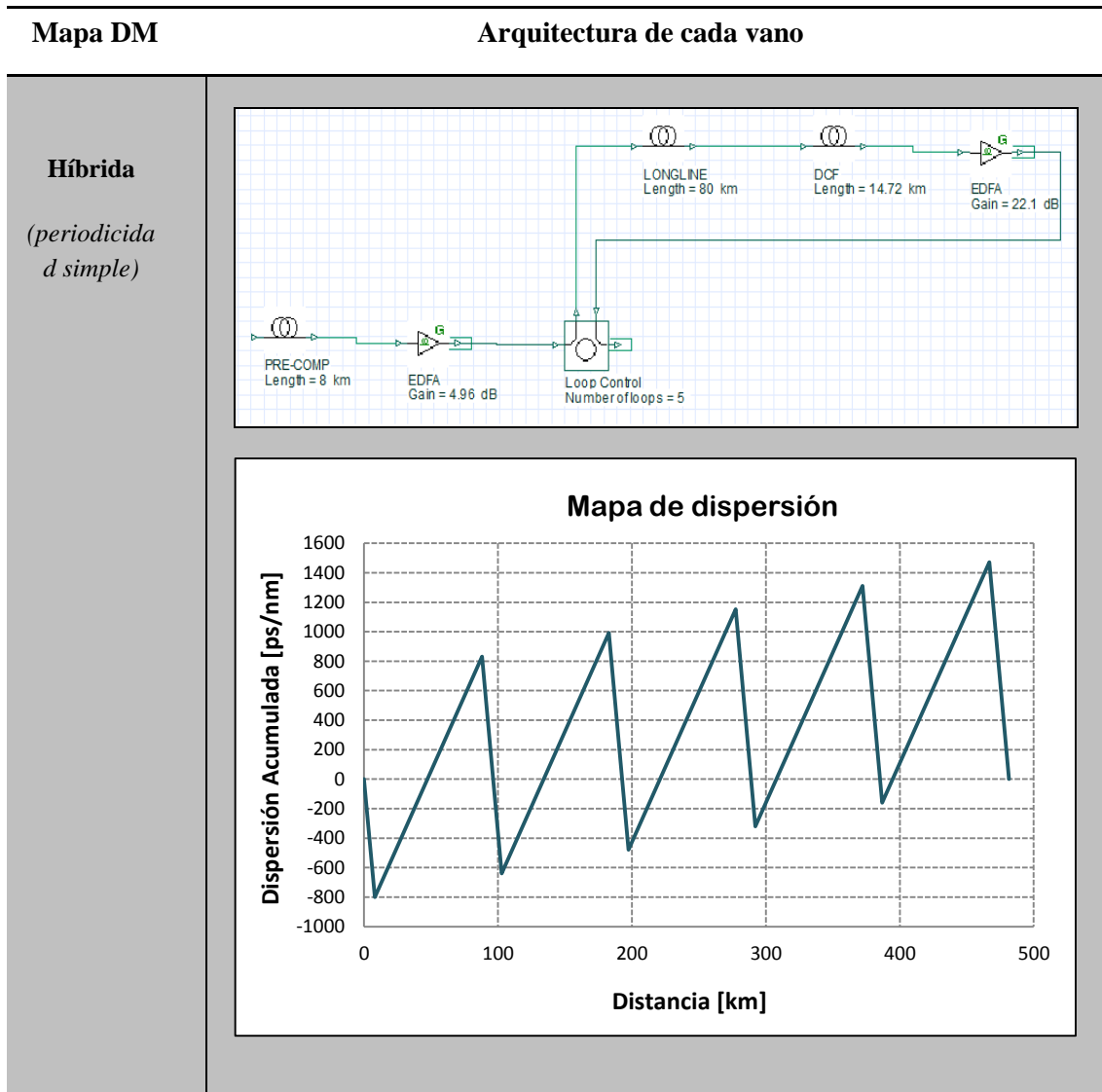


Tabla 6.6: Diseño optimizado del mapa DM híbrido de periodicidad simple para NRZ-DQPSK a 100 Gb/s y sobre fibra LongLine. Pre-comp = -800 ps/nm, RDPS = 160 ps/nm, NRD = 0 ps/nm.

Tras optimizar cada uno de los mapas, ejecutamos el OptiSystem y comparamos el rendimiento obtenido con cada uno de ellos en el canal central (193.1 THz). El análisis se realiza tanto para el régimen lineal como el no lineal, por lo que se varía la ganancia del booster entre 0 y 20 dB. La figura 6.12 muestra los resultados de la simulación.

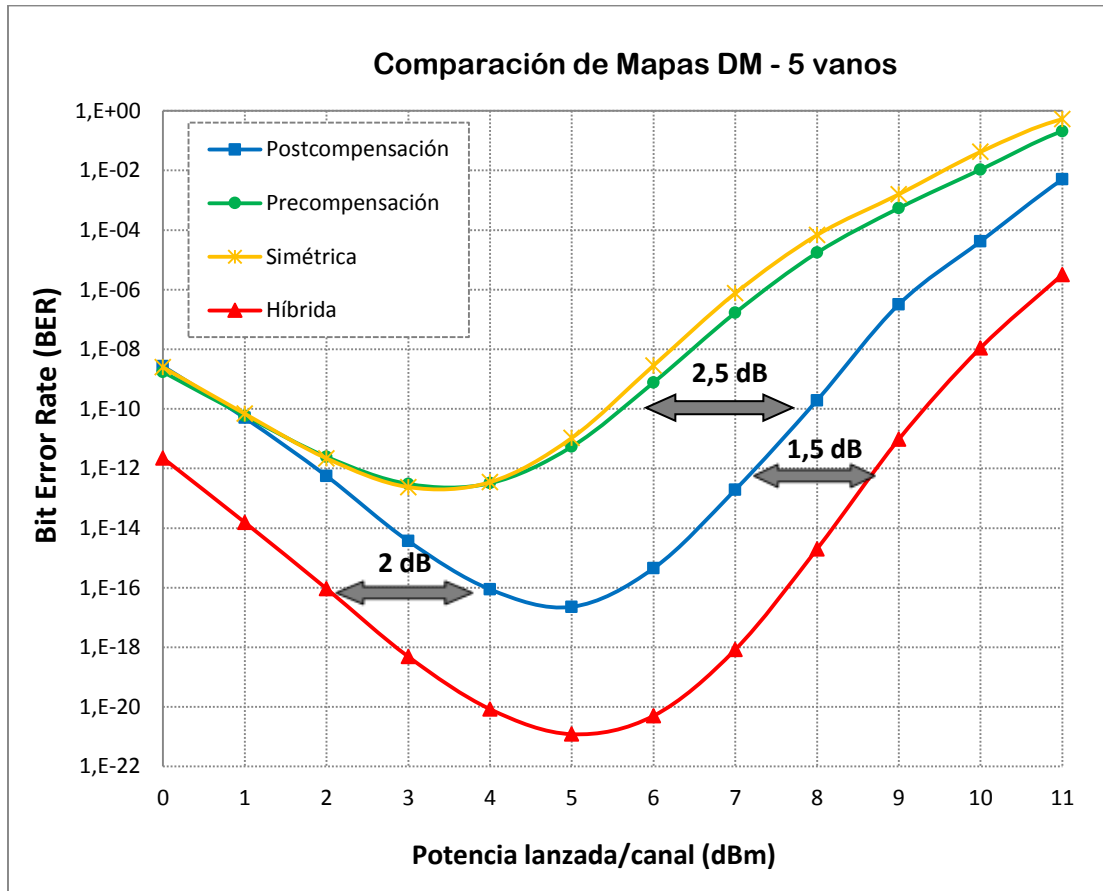


Figura 6.12: Comparación del rendimiento del canal central DWDM (193,1 THz) con los diferentes mapas DM diseñados.

Tal y como esperábamos el mejor rendimiento se obtiene con el mapa híbrido, que es el que proporciona la mínima probabilidad de error en los dos regímenes de trabajo. La postcompensación también es otra opción interesante con la que se conseguirá una buena tolerancia del sistema frente a las no linealidades. Mientras, la precompensación y la compensación simétrica son los peores esquemas que se pueden emplear para gestionar la dispersión en el enlace.

Estas dos últimas estrategias muestran el mismo rendimiento en el régimen lineal, mientras que en el régimen no lineal hay una ligera diferencia entre ambas de 0.2 dB, apenas apreciable. Ambos mapas se presentan como las peores opciones de todas, dado que el área efectiva que se ve al inicio de cada vano con cada una de ellas es muy pequeña ($20 \mu\text{m}^2$). Por este motivo, con un nivel bajo de potencia por canal, unos 3 dBm, el IXPm e IFWM comenzarán a degradar nuestras señales DQPSK.

En cambio, la postcompensación garantiza un mayor A_{eff} al inicio de los vanos de amplificación ($112 \mu\text{m}^2$), donde la potencia de los pulsos ópticos es mayor, lo que se traducirá en una mejora

de unos 2.5 dB en términos de rendimiento en el régimen no lineal. Mientras, su comportamiento en el régimen lineal de la fibra es el mismo que en los dos esquemas anteriores.

El gran inconveniente de los tres primeros mapas analizados, es que al inicio de cada vano la dispersión residual es nula, por lo que la potencia de pico de los pulsos será idéntica a la lanzada por el transmisor. La principal consecuencia de todo ello es que en estos tramos del enlace es donde será más probable que se estimulen el IFWM e IXPM, incluso con valores bajos de potencia.

Con el esquema híbrido el problema queda solventado. Al garantizar una cierta CD_{acum} al comienzo de cada vano será más difícil estimular el efecto Kerr de la fibra, lo que se traducirá en una mayor tolerancia del sistema a las no linealidades intracanal. El mapa híbrido está diseñado precisamente para que los puntos del enlace con dispersión nula no coincidan con los inicios de vano, donde el pico de potencia de los pulsos es más elevado. Además, al situar la fibra LongLine delante de la compensadora conseguimos que las zonas del enlace con mayor nivel de potencia se encuentren con tramos de fibra de gran área efectiva. Todo esto se traducirá en una mejora del rendimiento en el régimen no lineal de 1.5 dB respecto al esquema de postcompensación y de 4 dB respecto a la precompensación y compensación simétrica.

Curiosamente, con el mapa híbrido se verá además una mejoría del rendimiento en el régimen lineal de la fibra de 2 dB, lo que se plasmará en una mayor sensibilidad del sistema. La sensibilidad inicial habrá aumentado simplemente por el hecho de garantizar una dispersión residual entre vanos no nula, ya que así se consigue reducir ligeramente la degradación por PMD (ver página 96). Mientras que con los otros mapas el BER del sistema en el régimen lineal es el mismo, con el híbrido se ha conseguido mejorar. Sin duda, este esquema es la mejor estrategia de todas para gestionar la dispersión cromática en redes multivano. En cambio, si la comunicación se realizase sobre un solo vano de amplificación, tendríamos que decantarnos entonces por el mapa de postcompensación.

En resumidas cuentas, un diseño basado en fibras LongLine de alta dispersión y gran área efectiva junto con una gestión de la dispersión basada en un esquema DM híbrido, son los puntos clave para poder optimizar y explotar el máximo rendimiento en las redes ópticas multivano de banda ancha.

1.4 OTRAS ESTRATEGIAS DE GESTIÓN DE LAS LIMITACIONES A LA PROPAGACIÓN

Tras haber elegido el formato de modulación adecuado y optimizar el mapa de dispersión es posible encontrar un mayor rendimiento en los canales ópticos aplicando algunas de las técnicas que se describen a continuación. Todas ellas están enfocadas a reducir el impacto generado por las distintas limitaciones a la propagación en los sistemas ópticos 100G-(D)QPSK. Entre estas estrategias podemos destacar: el entrelazado en polarización, las técnicas FEC, la ecualización óptica y el procesado digital de la señal en el receptor.

ENTRELAZADO EN POLARIZACIÓN (*POLARIZATION INTERLEAVING*)

La polarización de la luz que viaja por la fibra también puede ser explotada para conseguir mejorar el rendimiento del sistema. Una de las primeras propuestas que surgieron en torno a este tema fue el empleo del “*entrelazado en polarización*”. Dicha técnica, en su idea original,

proponía alternar la polarización de los canales WDM adyacentes para reducir la diafonía y los efectos no lineales intercanal, el XPM y el FWM. Recibió el nombre de *Frequency-Polarization Interleaving (F-Pol)* para poder distinguirla de otro tipo de entrelazado en polarización que apareció más adelante en el dominio temporal, denominado *Time-Polarization Interleaving (T-Pol)*. La técnica T-Pol propone alternar la polarización de pulsos ópticos consecutivos en el tiempo con el objetivo de reducir la interacción pulso-a-pulso durante la propagación por la fibra y así conseguir aumentar la tolerancia de los formatos a la GVD, al IXPM y al IFWM.

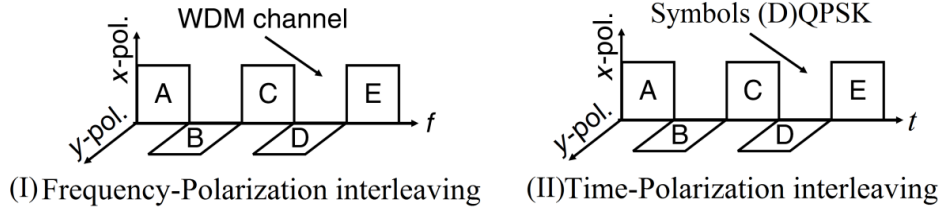


Figura 6.13: Tipos de entrelazado en polarización, en el dominio frecuencial (F-Pol) y en el dominio temporal (T-Pol) [Boffi, P. *et al.*, 2005; Winzer, P.J. *et al.*, 2008].

Ambos tipos de entrelazado son analizados aquí para saber qué ventajas pueden aportar en transmisiones a 100 Gb/s empleando señales de fase modulada en cuadratura.

A) Frequency-Polarization Interleaving (F-Pol)

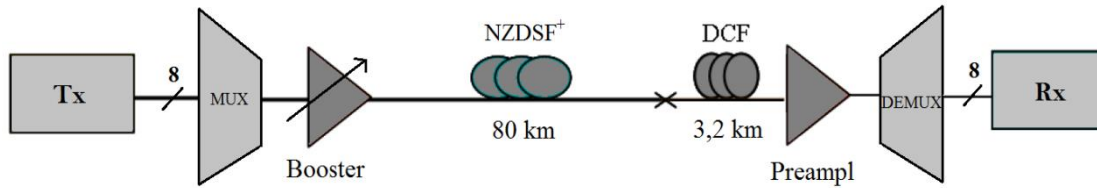


Figura 6.14: Red empleada para el estudio de la F-Pol en sistemas DWDM a 100 Gb/s.

Aplicamos el entrelazado en polarización frecuencial a un sistema DWDM de 8 canales ópticos de 100 Gb/s separados 100 GHz en el espectro. El sistema es similar al de la figura 5.25 usada durante el estudio del IXPM e IFWM en el capítulo anterior. La modulación empleada es la 33% RZ-DQPSK+DD.

El entrelazado en polarización frecuencial surge con el principal objetivo de reducir el FWM entre canales. Puesto que a 100 Gb/s no existe degradación por FWM no se puede esperar una mejora sustancial del rendimiento en el régimen no lineal. La fibra empleada es de tipo NZDSF⁺ [Corning Inc., 2011] dado que si aparece FWM será únicamente con una dispersión baja en el enlace. La compensación de la dispersión se realiza con el correspondiente módulo compensador DCM [Corning Inc., 2002], asegurando una compensación completa de la GVD en el canal central de la banda DWDM.

Variando la potencia lanzada a la fibra con el booster del transmisor se podrá comprobar la tolerancia del sistema a las no linealidades. Comparando la evolución de la OSNR del canal central, 193.1 THz, con la gráfica 5.28 (b) para la traza del ciclo de trabajo del 33%, se apreciará la diferencia de prestaciones conseguidas con la F-Pol.

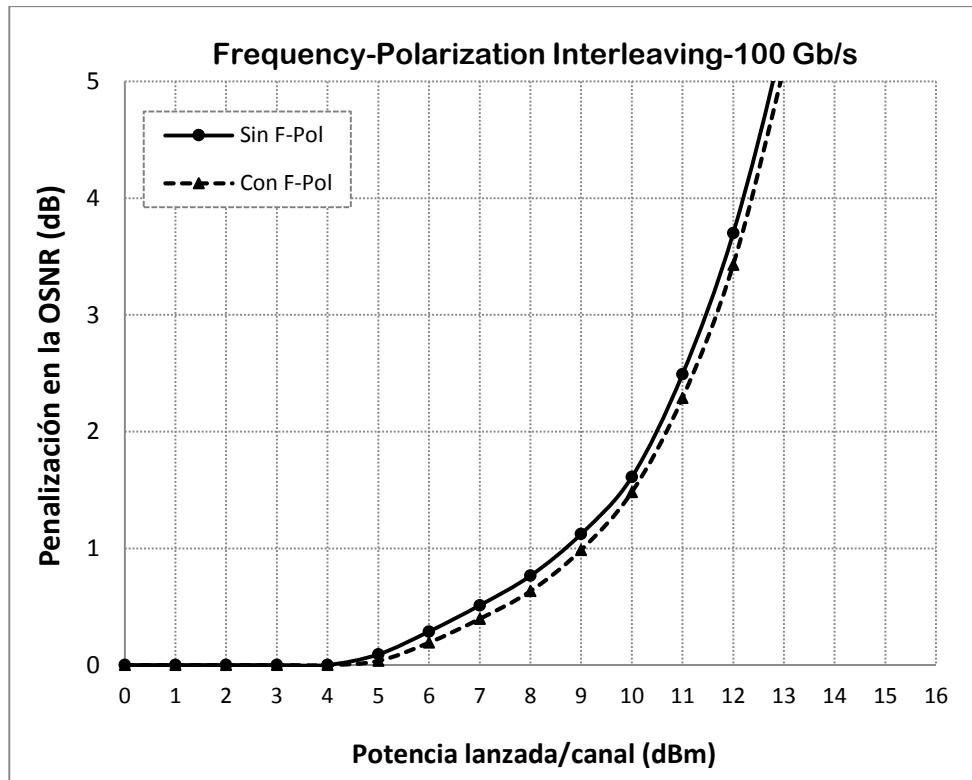


Figura 6.15: Comparación de tolerancias al régimen no lineal entre un sistema DWDM con F-Pol y sin él. Modulación 100G-33%RZ-DQPSK+DD.

Como era de esperar, no se encuentran grandes diferencias en la tolerancia a las no linealidades entre ambos sistemas, dado que a 100 Gb/s no aparece FWM. Los efectos no lineales predominantes surgen de la interacción entre pulsos de un mismo canal, el IFWM y el IXPM. Por lo tanto si se desea aumentar la tolerancia al régimen no lineal del sistema DWDM propuesto en la figura 6.14 será necesario aplicar una estrategia enfocada a reducir las interacciones pulso-a-pulso.

B) Time-Polarization Interleaving (T-Pol)

Desde un principio se pensó que alternando la polarización de símbolos digitales consecutivos se conseguiría reducir la interacción entre los pulsos ópticos de un mismo canal y aumentar la tolerancia de los formatos de modulación a la dispersión, a la PMD, al IXPM y al IFWM. Bajo esta propuesta nada hacía pensar que la penalización surgida del solapamiento entre pulsos pudiera ser menor. Sin duda, lo que más interés despertó fue la posibilidad de poder aumentar la tolerancia de los sistemas de 40 y 100 Gb/s a las no linealidades intracanal. Así, para investigar las posibles ventajas de esta nueva propuesta sobre los sistemas 100G-(D)QPSK se planteó la siguiente simulación:

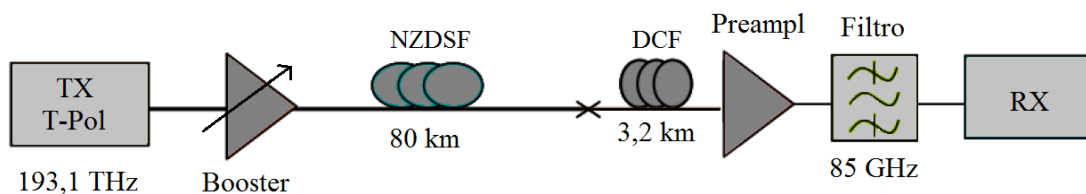


Figura 6.16: Transmisión monocanal empleada para el estudio de la T-Pol a 100 Gb/s.

Se configuró una comunicación monocanal a 193,1 THz con una señal 33% RZ-DQPSK+DD con entrelazado en polarización temporal a 100 Gb/s sobre 80 km de fibra NZDSF⁺ [Corning Inc., 2011]. El tipo de fibra escogida resultó ser indiferente en este caso pues las conclusiones obtenidas con la fibra SSMF fueron idénticas. El receptor implementado en un principio estaba basado en la detección diferencial interferométrica MZI y sin control activo de la polarización de llegada. Con este esquema en recepción el resultado obtenido fue un desastre, debido principalmente a dos motivos:

- El primero era que el empleo de la T-Pol reducía la sensibilidad del sistema. Se requería pues lanzar más potencia en transmisión para poder recuperar la señal entrelazada con garantías.
- El segundo motivo fue que la fibra, debido a su birrefringencia intrínseca, además de rotar las polarizaciones durante el enlace mostraba constantes de propagación diferentes para cada una de ellas, de manera que en el perfil temporal los pulsos con polarizaciones alternas se terminaban solapando en el diagrama de ojo (en ausencia de no linealidades y habiendo compensado completamente la GVD mediante la fibra DCF, figura 6.17.a).

Así pues, para poder trabajar de forma óptima con la T-Pol era necesario emplear detección coherente que mejorase la sensibilidad del sistema y un control activo sobre la polarización de llegada que compensase el retardo generado por la fibra entre ambas polarizaciones (compensación de la PMD).

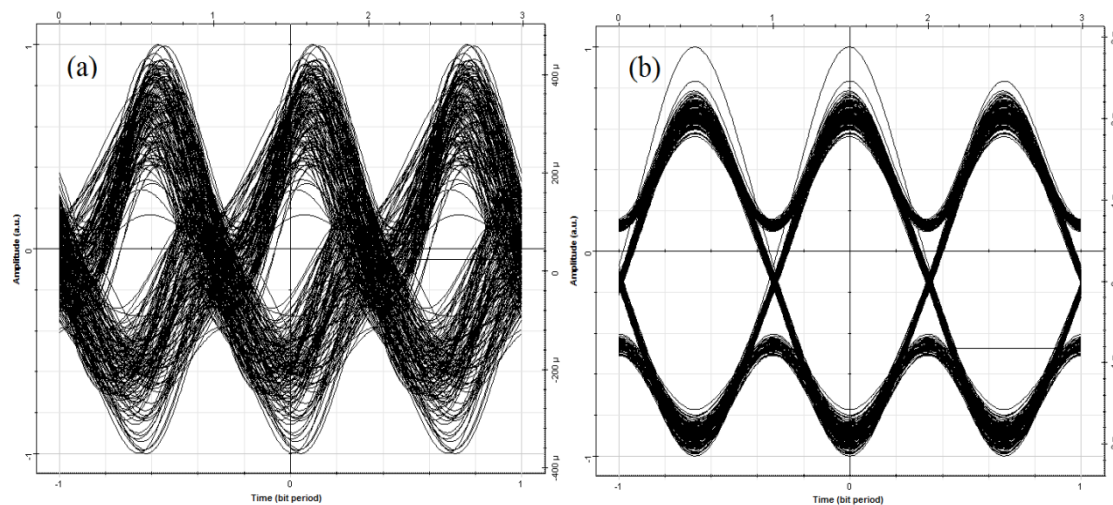


Figura 6.17: Comparación de los diagramas de ojo obtenidos al detectar la señal T-Pol-33%RZ-DQPSK con (a) detección directa y con (b) detección coherente + control activo de la polarización + compensación de la PMD.

Con el esquema basado en la detección coherente, con control activo de la polarización de llegada y compensando la PMD, se pudo analizar finalmente la tolerancia de la señal T-Pol 33% RZ-DQPSK al IXPM e IFWM a 100 Gb/s. Para ello se varió la potencia lanzada a la fibra con el booster del transmisor entre 0 y 20 dBm y se comparó la evolución de la OSNR obtenida con la de la gráfica 5.20 (b), perteneciente al análisis monocanal de las no linealidades sin T-Pol.

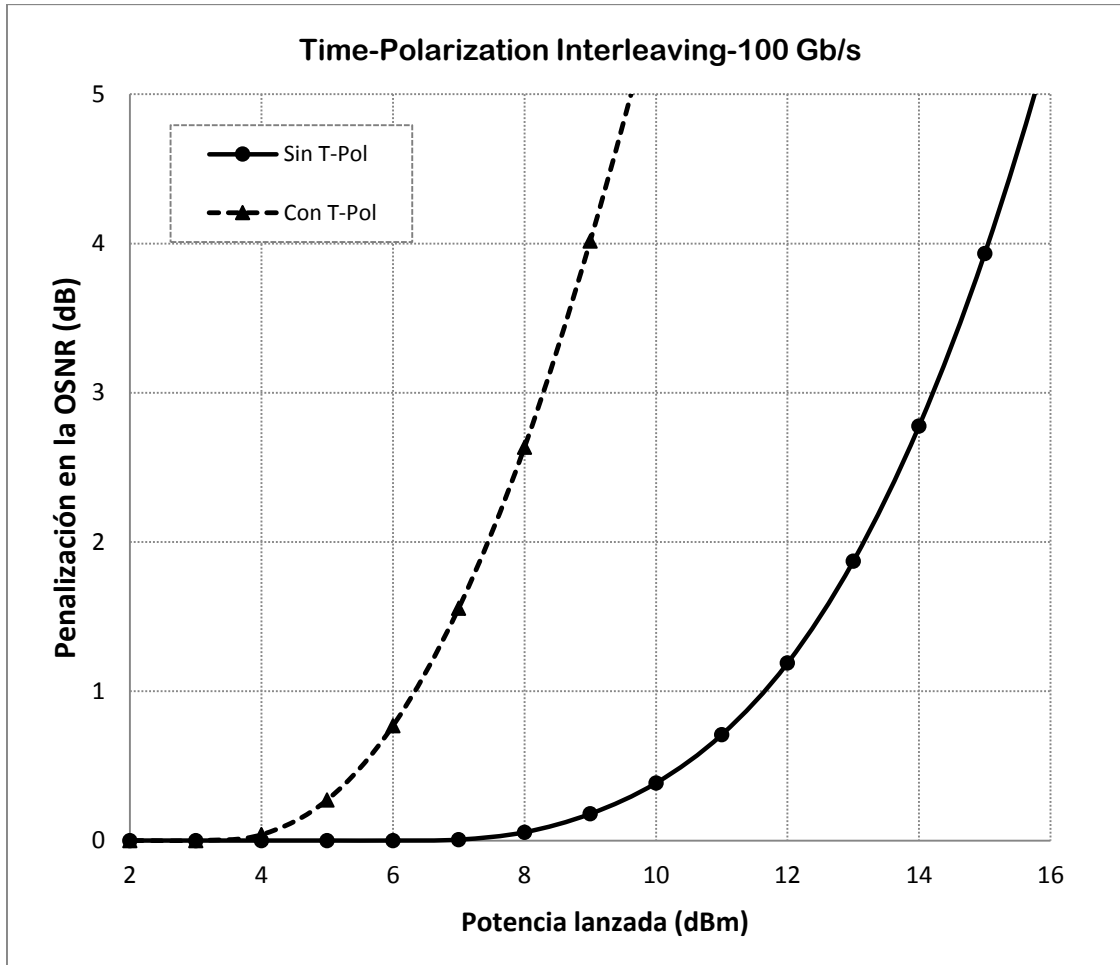


Figura 6.18: Comparación de la tolerancia al IXPM e IFWM a 100 Gb/s entre una señal 33% RZ-DQSPK con entrelazado en polarización temporal (línea discontinua) y sin entrelazado (línea continua).

Podemos observar que con la T-Pol no solo no se obtiene una mayor tolerancia a las no linealidades intracanal, sino que además aparece una severa penalización de 6 dB. El rendimiento en el régimen no lineal a 100 Gb/s de T-Pol-33% RZ-DQSPK es idéntico a la modulación NRZ-OOK (ver gráfica 4.27) [Boffi, P. *et al.*, 2005]. Por lo tanto la idea inicial de que con este tipo de entrelazado se podría conseguir reducir las interacciones entre pulsos no solo no se cumple sino que además empeora el rendimiento del sistema.

Si se analiza el régimen lineal también se observaría que la sensibilidad del sistema inicial se habría reducido al emplear la T-Pol, necesitando con detección coherente 19.8 dBm en la OSNR para cumplir con un BER de 10^{-12} . Dicha sensibilidad es 2.1 dB peor que la obtenida para el mismo sistema sin entrelazado (17.7 dB, tabla 5.3).

Adicionalmente, existe un inconveniente importante tanto para la T-Pol como para la F-Pol. Alternar la polarización de símbolos (D)QPSK consecutivos o de los canales DWDM adyacentes implica la ocupación de las dos polarizaciones de la luz en el espectro, por lo que sería inviable explotar el dominio de la polarización para el uso de otras técnicas mucho más interesantes como la multiplexación en polarización (ver siguiente sección). Además, con ninguno de los dos tipos de entrelazado en polarización se obtienen ventajas a 100 Gb/s en términos de rendimiento, por lo que su uso queda completamente desaconsejado.

FORWARD ERROR CORRECTION (FEC)

Las comunicaciones ópticas de banda ancha están enfocadas exclusivamente en el marco de las comunicaciones digitales. Y como en todo sistema digital de comunicaciones, el BER de recepción puede mejorarse usando técnicas de corrección de errores tras la conversión óptico-eléctrica.

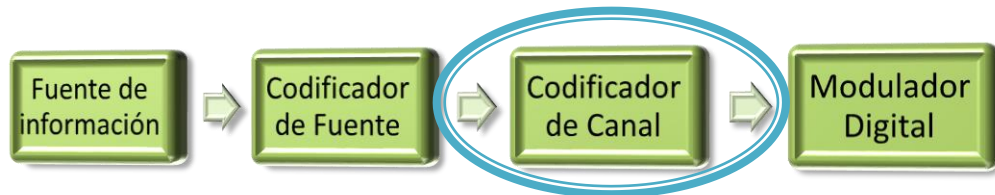


Figura 6.19: Etapas de un transmisor digital. La redundancia en el código digital para el uso de técnicas FEC se añade en la etapa de codificación de canal.

Las técnicas FEC (*Forward Error Correction*) añaden en la etapa de codificación de canal un código adicional sobre la información digital emitida por el codificador de fuente con el fin de poder detectar y corregir los bits erróneos en recepción. Dichos códigos se envían junto con la carga útil de datos al modulador digital. La redundancia estructurada es un método basado en la inserción de símbolos adicionales a los de la información del mensaje original. La unicidad de la redundancia estructurada permite tolerar que varios símbolos de información puedan ser erróneos sin destruir la coherencia de los datos de la fuente.

La eficiencia de las técnicas FEC depende principalmente de la capacidad de detección y de corrección de errores del código añadido. Se han desarrollado multitud de códigos diferentes con el fin de aumentar el rendimiento de estas técnicas con la menor redundancia posible sobre la carga útil: códigos de bloques (Hamming, Reed-Solomon, BCH, CRC, LDPC...), códigos convolucionales, turbocódigos... Sin duda, los códigos de corrección de errores que mejores resultados ofrecen son los basados en los códigos LDPC de baja densidad de paridad y los turbocódigos, con un magnífico equilibrio entre redundancia y eficiencia FEC [Djordjevic, I.B. *et al.*, 2009].

Si nos abstraemos de las diferencias existentes entre cada tipo de código, la gran ventaja de la implantación de técnicas FEC en las redes ópticas es que éstas podrán tolerar altos valores de BER en recepción. Una redundancia entre el 7% y el 12% en la carga útil (valores típicos usados en las redes ópticas actuales), permite pasar de una probabilidad de error de 10^{-3} a valores inferiores a 10^{-16} .

OPTICAL EQUALIZATION (OEQ)

La dependencia con la longitud de onda de la ganancia, la saturación y el espectro de ruido ASE de los EDFA's, junto con el scattering estimulado de Raman (SRS) generado en redes WDM, son las principales causas de que aparezca un desequilibrio entre las potencias y la SNR de los diferentes canales ópticos. Dicho desequilibrio en ambos parámetros genera que se vea una desigualdad de rendimientos entre las distintas señales propagadas, lo que limita la distancia de alcance del sistema. La estrategia encargada de devolver el equilibrio perdido recibe el nombre de *ecualización*. Según a qué parámetro se devuelva la igualdad entre canales, se podrá hablar de *ecualización de potencia* o *ecualización de la OSNR*. Ambas pueden realizarse en el

transmisor (pre-énfasis) o en alguna etapa intermedia de la red (OXC's, ROADM's, EDFA's...), pero el máximo beneficio se obtiene realizando la ecualización en el receptor.

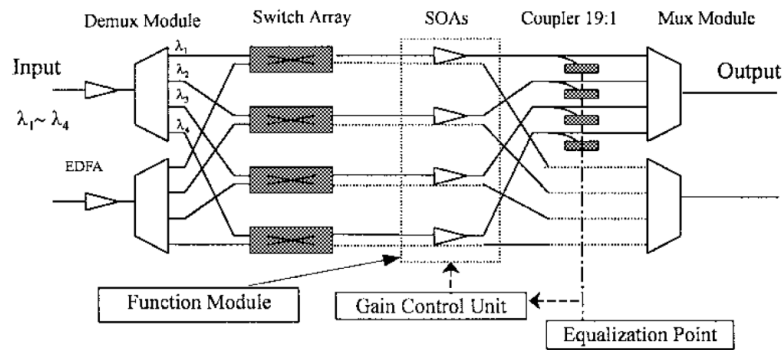


Figura 6.20: Esquema de ecualización en potencia en un nodo OXC [Fei, Y. *et al.*, 1999].

Debido al impacto en el rendimiento final del sistema, la pregunta evidente que nos debemos hacer es: ¿con qué tipo de ecualización se obtiene más rendimiento, con la ecualización en potencia o con la ecualización en la OSNR de los diferentes canales? Pues bien, según diferentes trabajos realizados en este área, para transmisiones superiores a los 10 Gb/s, la ecualización en la OSNR aporta más ventajas que la ecualización en potencia. Pero por debajo de los 10 Gb/s la respuesta no está tan clara. Todo dependerá del tipo de fotodiodo empleado en la conversión óptico-eléctrica. Para los fotodiodos APD la ecualización en potencia duplica en rendimiento a la ecualización en la OSNR. En cambio, si se usan fotodiodos PIN la ecualización en la OSNR se postula como la mejor opción con un rendimiento 1,7 veces superior a la ecualización en potencia [Tonguz, O.K. and Flood, F.A., 2002].

Para transmisiones a 100 Gb/s se suele aplicar una ecualización adaptativa de la SNR eléctrica en el receptor, que permita responder a las variaciones dinámicas en la OSNR generadas durante la propagación por la red [Kwon, S.-W. and Bae, H.-M., 2013]. Adicionalmente, muchos amplificadores ópticos y matrices de conmutación incluyen en sus arquitecturas una etapa de ecualización en potencia.

PROCESADO DIGITAL DE LA SEÑAL EN EL RECEPTOR (DSP)

El procesamiento digital de la señal tras la fotoconversión es una de las herramientas más potentes de las que se disponen para combatir la degradación inducida por la GVD, la PMD y los efectos no lineales de la fibra. Está inexorablemente unida al uso de la detección coherente, dado que la mayoría de algoritmos empleados para procesar la señal hacen uso de la intensidad, la fase y la polarización de la señal recibida para compensar la degradación sufrida. Conociendo los parámetros de la fibra y la evolución de la potencia de la señal por el enlace, se podrá implementar en el DSP la función de propagación inversa del canal usando el campo óptico recibido. Gracias a la detección coherente se evita el uso de estrategias basadas en la realimentación entre TX y RX o el uso de frecuencias piloto para analizar los parámetros del enlace, estrategias a las que hace años se recurría para compensar las no linealidades en el receptor.

En la figura 6.21, tras la fotodetección, las ramas I&Q son convertidas al dominio digital por dos ADCs de alta velocidad y procesadas por el DSP. Gracias a que la detección coherente

permite recuperar tanto la intensidad como la fase de la portadora óptica, se podrá compensar de forma óptima la degradación inducida por las limitaciones lineales y no lineales de la red.

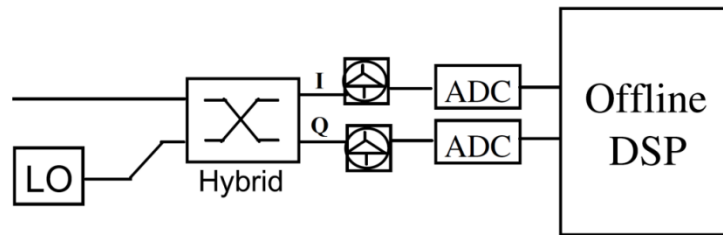


Figura 6.21: Procesador digital de la señal integrado con la detección coherente (D)QPSK [YanJun, Z. *et al.*, 2011].

El origen del DSP estaba enfocado principalmente para compensar las no linealidades, pero la presencia de otras limitaciones como la GVD y la PMD reducía la eficiencia de los algoritmos empleados. Por este motivo actualmente se intenta compensar previamente la GVD y la PMD y posteriormente se aplican los algoritmos de compensación de las limitaciones no lineales.

En una primera etapa se compensa la GVD de la señal mediante una ecualización de frecuencia. Desde el punto de vista de la dispersión es posible modelar la fibra óptica como un filtro chirp que modifica la frecuencia instantánea de la señal propagada, por lo que los filtros digitales encargados de compensar esta limitación lineal deben implementar la función de transferencia inversa del filtro chirp que modela la propagación por la fibra (ver ecuación 4.7).

Tras compensar la GVD, se trata la degradación por PMD mediante una ecualización temporal de la señal (ecualización MIMO). Es importante que los filtros FIR de esta etapa sean tolerantes a la posible dispersión acumulada residual que la ecualización en frecuencia de la primera etapa no hubiese compensado.

Finalmente, en una última etapa se compensan las no linealidades. Se aprovecha la correlación existente entre la intensidad y la fase recibida con el IXPM e IFWM para corregir la perturbación generada en la señal propagada. La compensación de las no linealidades también se puede hacer en transmisión, mediante una predistorsión electrónica en la señal (D)QPSK. Como la propagación por la fibra del campo eléctrico se describe con la ecuación no lineal de Schrödinger (GNSE), las técnicas EDP simulan una fibra virtual con un modelo matemático de propagación opuesto al de la fibra física, con signos de dispersión y no linealidades opuestos [Winzer, P.J. *et al.*, 2008].

El problema de las técnicas EPD es que requieren una realimentación entre transmisor y receptor para poder adaptarse a cambios en los parámetros de la fibra (variaciones del mapa de dispersión, de la PMD y del coeficiente no lineal de la fibra). En cambio, el procesamiento digital en recepción ofrece mejor rendimiento que las técnicas EPD, ya que evitan la realimentación entre TX y RX permitiendo un diseño adaptativo del algoritmo mucho más simple y eficiente [Kikuchi, K., 2006].

La postcompensación de la degradación de la señal óptica usando detección coherente y algoritmos de procesamiento digital han mostrado ser muy eficientes compensando la GVD, la PMD y las no linealidades intracanal para transmisiones de banda ancha superiores a los 40 Gb/s [Guifang Li, 2009].

2. INCREMENTO DE LA CAPACIDAD DE LOS SISTEMAS DWDM: MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN EN POLARIZACIÓN

Durante toda la primera sección se ha desarrollado un intenso estudio de los sistemas de fase en cuadratura de 100 Gb/s, analizando las distintas perturbaciones a la propagación por la fibra y presentando diferentes estrategias para optimizar su rendimiento. Una de las características que se les debe exigir es que sean flexibles en términos de capacidad. En principio están diseñados para ofrecer velocidades de propagación de 100 Gb/s por canal óptico, pero el continuo incremento del tráfico de datos que vivimos en la actualidad obligará a expandir la capacidad de estos sistemas más allá de los 100 Gb/s en los próximos años y hay que estar preparados para ello.

En la figura 6.22 se presentan de forma esquemática las tres posibilidades clásicas de expansión de la capacidad agregada de un sistema WDM. La situación de partida se muestra en la parte superior de la figura. Se trata de un sistema de 8 portadoras 100G-(D)QPSK separadas 100 GHz, con un ancho de banda global de 800 GHz. La capacidad total del sistema DWDM será de $8 \times 100 \text{ Gb/s} = 800 \text{ Gb/s}$.

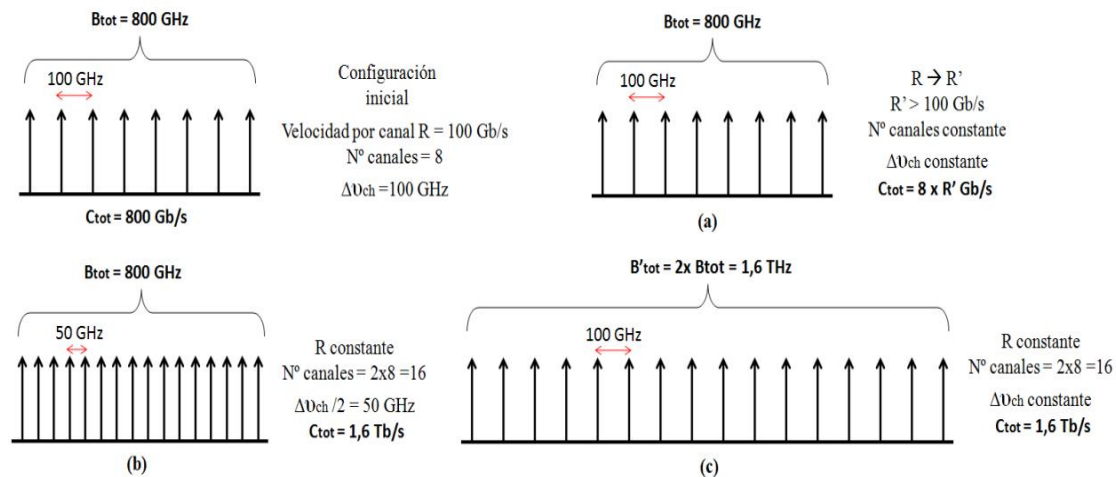


Figura 6.22: Estrategias clásicas para aumentar la capacidad agregada de los sistemas DWDM [Abellán, D.P. *et al.*, 2006].

La primera de las posibilidades de ampliación de la capacidad total del sistema, caso (a), es el aumento de la tasa binaria por canal de R a R' ($R' > 100 \text{ Gb/s}$), donde la capacidad agregada resultante será $8 \times R'$. Aunque en un principio parece que el objetivo buscado queda resuelto con el mero hecho de aumentar la velocidad por portadora, esta primera posibilidad estará limitada por los siguientes factores:

- En primer lugar, el aumento de la velocidad de modulación binaria supone un incremento de la complejidad de los sistemas electrónicos sincronizados con los MZM para la generación de la portadora óptica.
- En segundo lugar, el aumento de la velocidad binaria supone un importante incremento en la degradación sufrida sobre las señales propagadas por la fibra debido principalmente a la dispersión cromática, a la PMD y al IFWM. La gestión de estas limitaciones mediante las diferentes estrategias propuestas en la sección 1 del presente capítulo se torna fundamental para lograr un rendimiento óptimo del sistema DWDM expandido.

- En tercer lugar, una mayor tasa de bit por canal supone un incremento en su ancho de banda. Superar los 100 Gb/s en modulaciones (D)QPSK manteniendo una separación entre canales de 100 GHz no será posible a no ser que se recurra a alguna estrategia adicional para poder aumentar la EE de estos formatos.

La segunda de las posibilidades de ampliación, figura 6.22.b, implica el aumento del número de portadoras ópticas, manteniendo tanto la tasa binaria R de 100 Gb/s, como el ancho de banda óptico total B_{tot} constantes. Al duplicar el número de canales en el mismo ancho de banda la capacidad agregada será el doble, pero la separación espectral entre los mismos se reducirá a la mitad. Esta nueva alternativa presenta importantes limitaciones en los sistemas DWDM de banda ancha:

- La reducción de espaciado entre portadoras ópticas supone utilizar filtros ópticos con una banda de paso mucho más estrecha, de 43 GHz en este caso [ITU-T Rec. G.694.1, 2012], por lo que la distorsión por filtrado aumentará en el enlace. La separación mínima entre canales estará limitada por el ancho de banda de cada uno de ellos, que depende directamente de la modulación empleada. Los formatos 100G-(D)QPSK no son compatibles con esta opción debido a que su EE impide su compatibilidad con la rejilla de 50 GHz. Habrá que recurrir a alguna técnica adicional que permita duplicar la EE más allá de los 2 b/s/Hz.
- El segundo de los factores de limitación está relacionado con la interferencia no lineal entre canales, debido principalmente al FWM y al XPM. Efectivamente, la reducción de la separación entre portadoras ópticas implica un mayor cumplimiento de la condición de fase necesaria para la generación de tonos del FWM para un valor de dispersión de fibra determinado. Además el número de tonos nuevos también aumentará al duplicar el número de canales en la banda DWDM. Este fenómeno es de especial importancia en el caso de fibras de baja dispersión. No obstante, como ya vimos que el mejor rendimiento de los sistemas de banda ancha se obtiene con fibras de alta dispersión y gran área efectiva el FWM no supondrá ningún tipo de problema.

Por otro lado, el XPM no será tampoco una limitación a 100 Gb/s en los sistemas DWDM-50 GHz grid, dado que la longitud *Walk-Off* en el peor de los casos (fibras NZDSF⁺ y NRZ-(D)QPSK) será de 12,5 km, una longitud despreciable frente a los 80-100 km típicos de longitud de los vanos.

La tercera de las posibilidades clásicas de expansión contempladas (figura 6.22.c) implica la ampliación del número de canales ópticos manteniendo su separación espectral (100 GHz). Esta posibilidad permite mantener el uso de filtros de banda de paso de 85 GHz (evitando la distorsión por filtrado tan pronunciada que se daba en la opción anterior) a expensas de ocupar un mayor ancho de banda total. La principal limitación de esta posibilidad de expansión es el ancho de banda de ganancia de los amplificadores ópticos. Los amplificadores ópticos de fibra dopada con Erblio de banda dual (EDFA's en bandas C y L), con ganancia aplanada mediante filtrado óptico, presentan anchos de banda máximos entre 60 y 80 nm [Yamada, M. *et al.*, 1998; Abellán, D.P. *et al.*, 2006], lo que permite un máximo de 100 canales multiplexados para un espaciamiento de 0.8 nm entre portadoras.

Todas estas estrategias propuestas presentan cada una diferentes limitaciones que reducirán el rendimiento del sistema DWDM de partida. En este panorama se propuso una nueva solución

para el incremento de la capacidad agregada: **la Multiplexación en Polarización**. La polarización de la luz nos abrirá nuevas posibilidades para poder aumentar la capacidad global del sistema sin encontrar las limitaciones de las estrategias anteriores.

La multiplexación en polarización, mencionada en diferentes literaturas bajo las abreviaturas de *PolMUX*, *PDM*, *DP* o *PM*, propone compartir una misma longitud de onda para dos canales ópticos independientes, ubicando cada uno de ellos en una de las dos polarizaciones ortogonales distintas de la fibra (figura 6.23). De esta manera, por cada longitud de onda del sistema DWDM se conseguirá duplicar la EE y la capacidad evitando las limitaciones expuestas en cada uno de los tres casos anteriores.

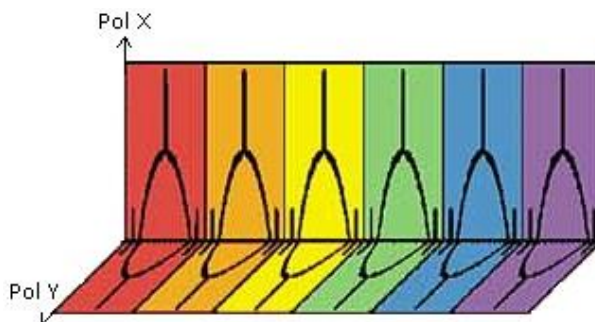


Figura 6.23: Multiplexación en polarización en un sistema DWDM [Winzer, P.J., 2012].

La multiplexación en polarización ha tenido un gran éxito dentro de las comunicaciones ópticas de banda ancha para el estándar de los 100 Gb/s, puesto que su uso junto con las señales de fase en cuadratura permite aumentar la EE de estos formatos a los 4 b/s/Hz. Se podrá duplicar la capacidad agregada del sistema de partida mediante dos opciones diferentes (ver figura 6.38):

- 200G-PDM-(D)QPSK: N longitudes de onda \times 2 canales/ λ \times 100Gbps/canal con una separación mínima entre canales de 100 GHz (DWDM-100 GHz grid).
- 100G-PDM-(D)QPSK: $2N$ longitudes de onda \times 2 canales/ λ \times 50Gbps/canal con una separación mínima entre canales de 50 GHz (DWDM-50 GHz grid).

En ambos casos la capacidad agregada del sistema DWDM es la misma. La primera opción permite incrementar la capacidad por longitud de onda a los 200 Gb/s, a costa de mantener 100 GHz de separación espectral en el sistema, mientras que la segunda opción mantiene los 100 Gb/s en cada λ pero ofrece la posibilidad de reducir la separación entre frecuencias a 50 GHz y duplicar el número de canales en el espectro, que es la tendencia actual de las nuevas redes DWDM para intentar integrar el máximo número de canales ópticos en el sistema.

La implementación de la PDM implica cierta complejidad dado que la fibra, debido a su birrefringencia intrínseca, no es mantenedora de la polarización. Por este motivo es imprescindible integrar un controlador activo de la polarización en recepción. No incluir este nuevo elemento en el subsistema receptor conllevaría perder potencia en los ejes del PBS (*Polarization Beam Splitter*) ya que la polarización entrante no estaría alineada con dichos ejes (*PDL-Polarization Dependent Loss*).

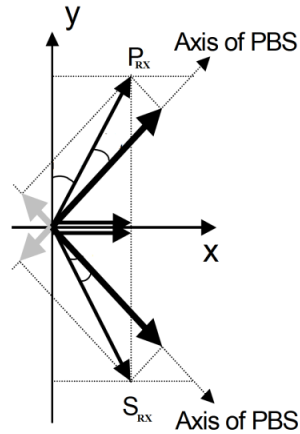


Figura 6.24: Desalineamiento entre la polarización recibida y los ejes del PBS del receptor [Mecozzi, A. and Shtaif, M., 2004].

En general, los sistemas que hacen uso de la multiplexación en polarización suelen emplear detección coherente puesto que estos receptores ya integran en sus estructuras un bloque APC que realimenta con un lazo cerrado la señal de llegada con la señal fotodetectada. Sin embargo, los sistemas PDM-DQPSK+DD también aceptan el uso de controladores activos de la polarización, pero en este caso la gestión de la polarización pierde eficacia en dichos sistemas al carecer de un OPLL que recupere la portadora recibida. Por este motivo el rendimiento final obtenido es menor que con la detección coherente.

También se ha llegado a proponer el uso de un entrelazado en polarización frecuencial (F-Pol) integrado con la multiplexación en polarización desalineando las polarizaciones entre las diferentes longitudes de onda. La mejora obtenida con esta estrategia apenas es apreciable, dado que el FWM no afecta a las señales de fase en cuadratura por encima de los 40 Gb/s.

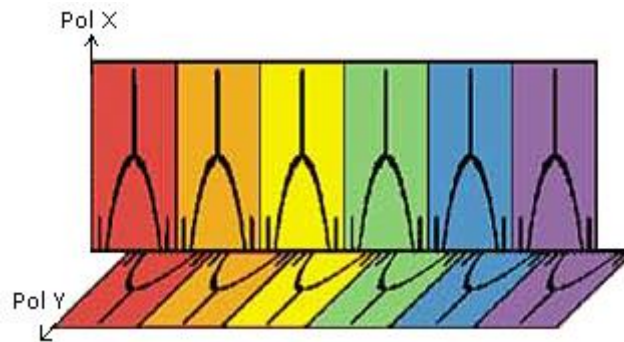


Figura 6.25: F-Pol en sistemas PDM.

En los sistemas multiplexados en polarización la interacción entre la PMD, la GVD y las no linealidades de la fibra reducen la tolerancia de las señales (D)QPSK a cada una de las limitaciones a la propagación estudiadas. La compensación de la PMD en estos sistemas es una tarea obligada ya que permite mejorar notablemente el rendimiento [Van den Borne, D. *et al.*, 2005]. Junto con el uso de la detección coherente, los formatos PDM-(D)QPSK son la opción preferida en la actualidad para el estándar 100 GbE ya que permiten la compatibilidad con la rejilla DWDM de 50 GHz [Winzer, P.J., 2012].

3. CASO PRÁCTICO: RED ÓPTICA DE BANDA ANCHA “MADRID – BARCELONA”

En el apartado anterior se han presentado diferentes estrategias y técnicas de diseño para poder optimizar el rendimiento de los sistemas ópticos multicanal 100G-(D)QPSK. En esta sección se aplicarán de forma práctica todos esos conceptos teóricos. Se propone el diseño de una red óptica de banda ancha (centrada en el estándar 100 GbE) donde se podrá ver la evolución que debe seguir su proceso de optimización.

Introducción

Una empresa de telecomunicaciones pretende desplegar fibra óptica entre las ciudades de Madrid y Barcelona para ofrecer un servicio de transmisión de datos de alta velocidad entre estas dos localidades. La planificación inicial de la red por parte de la compañía se basa en un sistema DWDM de 8 canales ópticos a 100 Gb/s cada uno y separados en el espectro 100 GHz. Con el fin de cubrir una mayor cuota de mercado se propone instalar adicionalmente en Zaragoza un add-drop con el que poder acceder a la red desplegada. El esquema preliminar del enlace óptico y su planificación frecuencial son los siguientes:

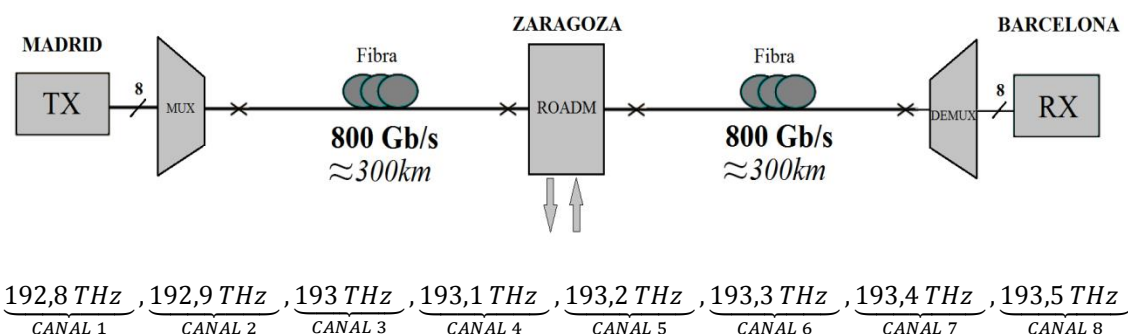


Figura 6.26: Red óptica DWDM de banda ancha Madrid-Zaragoza-Barcelona y planificación de frecuencias del sistema.

El objetivo que debemos perseguir en primer lugar ha de ser cumplir en el enlace con unos requisitos mínimos de calidad del servicio, asegurando una máxima probabilidad de error de bit en recepción de 10^{-12} , para posteriormente poder centrar nuestros esfuerzos en intentar maximizar el rendimiento y la capacidad de la red.

En un primer intento por parte de los ingenieros de la compañía de cumplir con el pliego de condiciones de calidad del servicio, se ha propuesto un sistema IMDD constituido por 6 vanos de amplificación de 100 km de fibra monomodo estándar (SSMF) [Corning Inc., 2011]. La gestión de la dispersión del enlace se ha planificado con un mapa de postcompensación configurado con 17 km de fibra DCF en cada vano (longitud de la fibra calculada sobre el canal 4) [Corning Inc., 2002]. La amplificación óptica se realiza con amplificadores EDFA de 4 THz de ancho de banda y 5 dB de figura de ruido. El rendimiento conseguido en la banda DWDM con este primer diseño es el siguiente:

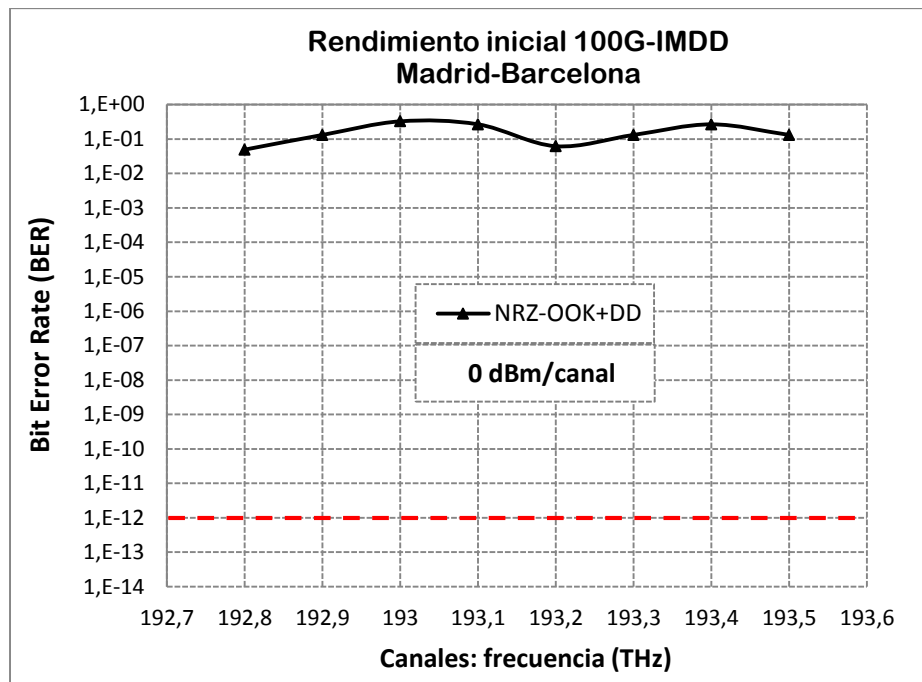


Figura 6.27: Rendimiento obtenido con el diseño IMDD descrito (modulación NRZ-OOK). Potencia lanzada a la fibra de 0 dBm por cada canal óptico.

Como cabía esperar, un diseño basado en los clásicos sistemas IMDD y fibra SSMF no cumple con el BER necesario. Evidentemente, a 100 Gb/s con la modulación NRZ no se cubrirá la eficiencia espectral requerida en el enlace. En cambio, si se sustituye en el diseño anterior la modulación de intensidad por un formato de fase en cuadratura, se conseguirá incrementar de golpe el rendimiento de cada canal óptico transmitido. Recalculando el resultado anterior para una modulación NRZ-DQPSK+DD, se logrará una calidad en la transmisión mucho más cercana al BER de 10^{-12} .

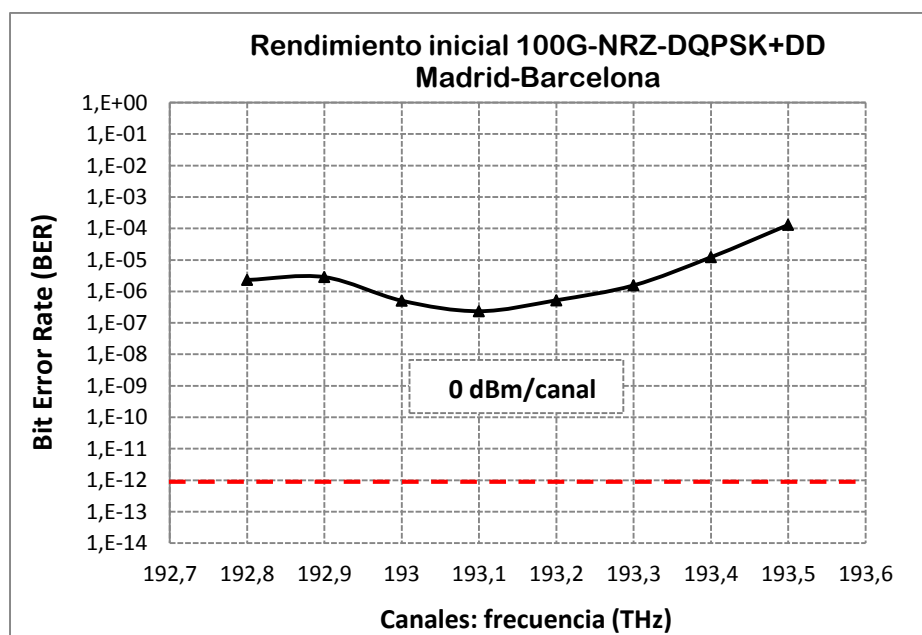


Figura 6.28: Rendimiento inicial de la red de 800 Gb/s Madrid-Barcelona (NRZ-DQPSK+DD). El resultado obtenido se corresponde con una potencia lanzada a la fibra de 0 dBm por canal óptico.

No obstante, aunque se ha conseguido incrementar el rendimiento enfocando el diseño de la red hacia un sistema 100G-DQPSK+DD, se continúa sin cumplir con la probabilidad de error de bit marcada como objetivo. A lo largo de los siguientes apartados se describirá el proceso seguido para la optimización del rendimiento y de la capacidad del enlace. Para ello nos guiaremos por las pautas marcadas en la sección 1 “*Gestión de las limitaciones a la propagación en sistemas 100G-(D)QPSK*”.

Se comenzará analizando la limitación principal a la propagación por el enlace y posteriormente se estudiará la modulación de fase en cuadratura que mejor se adapte a dicha limitación. Se propondrá además un nuevo mapa de dispersión y se contemplarán otras técnicas adicionales que nos permitirán maximizar el rendimiento del sistema, como son la ecualización óptica y el procesamiento digital de la señal en recepción. Una vez que se haya concluido con la optimización del rendimiento, nos centraremos en explotar la capacidad máxima del enlace mediante el uso de la multiplexación en polarización. Al final se podrá comprobar cómo el resultado conseguido difiere enormemente del mostrado en la gráfica 6.28.

Limitación Principal a la Propagación por la Red

Si se desea mejorar el BER anterior, antes de comparar diferentes formatos de modulación, tipos de fibra o nuevos mapas de dispersión es conveniente analizar cómo es el enlace óptico con el que se está trabajando. Para poder gestionar las limitaciones a la propagación de la red, parece lógico pensar que lo primero que será necesario realizar es averiguar cuál es el principal motivo que imposibilita obtener el rendimiento deseado en transmisiones a 100 Gb/s.

La figura 6.26 presenta una red de media distancia (600 km) multivano. Según la tabla 6.1, a priori la limitación al rendimiento vendrá impuesta por la dispersión cromática residual en los canales no compensados de la banda DWDM, las no linealidades de la fibra y el ruido ASE acumulado en la cadena de amplificadores de la red. Además, al contar con un multiplexor, un demultiplexor y un ROADM intermedio se deberá tener también en cuenta la distorsión por filtrado. A continuación, se corroborará con el OptiSystem que realmente éstas son las limitaciones a la propagación que predominan en la red.

Trabajando con el diseño inicial (NRZ-DQPSK+DD sobre 6 vanos SSMF+DCF) analizamos cada una de las limitaciones anteriores por separado. Se realizan 4 iteraciones en las que se evalúan de forma independiente el rendimiento limitado por la GVD, la PMD, el ruido ASE y las no linealidades. La gráfica 6.29 muestra el factor de calidad de la red asociado a cada perturbación. De esta manera se podrá comprobar cuáles de ellas son las que realmente prevalecen en el enlace.

A simple vista se puede ver cómo el rendimiento global del enlace está limitado principalmente por el **ruido ASE** acumulado en la cadena de amplificadores. El gran inconveniente de esta limitación es que es difícil de gestionar para poder reducir su impacto en la OSNR. Las posibles soluciones pasan por elegir el formato DQPSK con mayor sensibilidad y trabajar con amplificadores ópticos de menor figura de ruido (en los últimos diseños de EDFA's se ha conseguido reducir su figura de ruido de 5 dB a 4.6 dB [Liquin, H. *et al.*, 2010]).

Por otro lado, la **dispersión acumulada en los canales no compensados** también es otra de las limitaciones que predominan en el sistema, siendo la principal causante de la diferencia de rendimiento existente entre los distintos canales de la banda DWDM. En este caso sí que

tendremos más herramientas a nuestra disposición para poder reducir la penalización inducida por esta perturbación y conseguir un rendimiento entre los diferentes canales más equitativo. El replanteamiento del mapa de dispersión del enlace será la clave para poder conseguir esto último. Sin embargo, no adelantemos acontecimientos y sigamos las pautas marcadas en la sección 1 del capítulo para intentar optimizar el rendimiento del sistema.

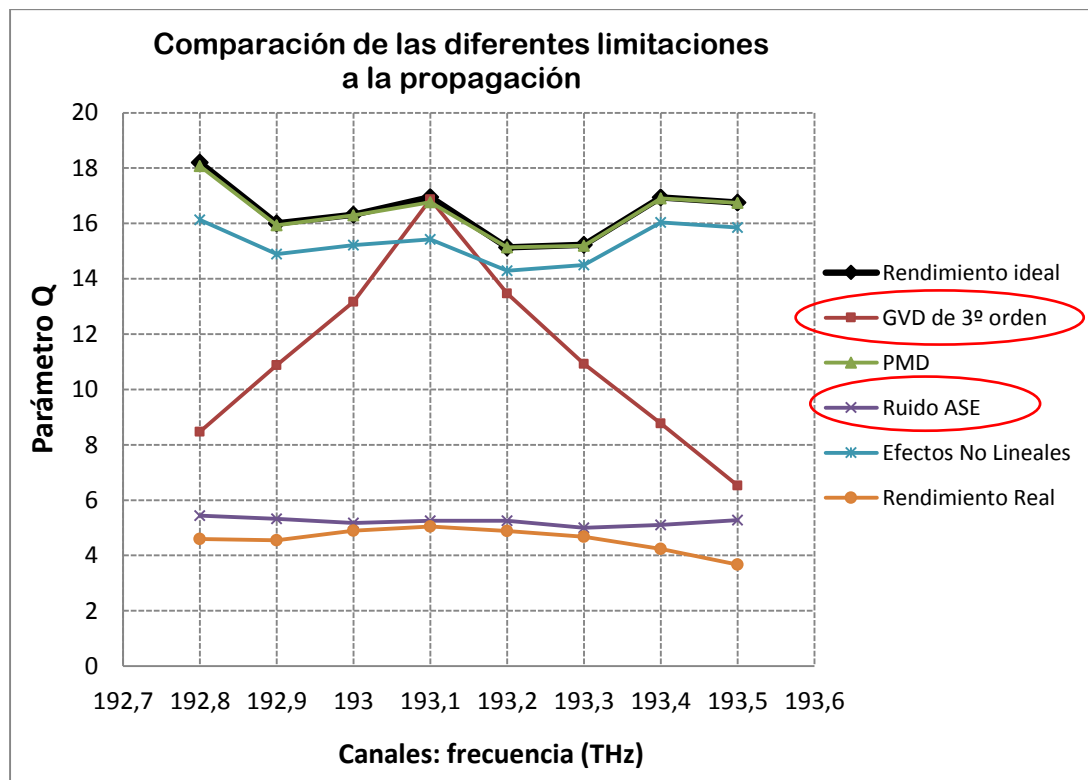


Figura 6.29: Estudio de las limitaciones predominantes en la red Madrid-Barcelona.

Elección del Formato de Modulación (D)QPSK

Tras haber justificado en el capítulo 4 las ventajas a 100 Gb/s de los formatos (D)QPSK frente al resto de modulaciones, únicamente debemos centrar nuestros esfuerzos en elegir el tipo de portadora óptica que mejor se adapte a las características del enlace Madrid-Barcelona. Las limitaciones a la propagación predominantes (ruido ASE, GVD de 3º orden y filtrado óptico estrecho) son las que guiarán nuestra elección final.

Basándonos en la tabla 6.2, el ciclo de trabajo de los pulsos de la portadora óptica (D)QPSK deberá ser del 100% o del 33%. Y como la limitación principal es el ruido ASE, previsiblemente el formato óptimo será el más sensible de los dos, el 33% RZ-(D)QPSK. Si adicionalmente se desea mantener la simplicidad en el receptor (DD vs CD), habrá que optar entonces por la versión diferencial. Además, al ser la distancia de propagación de la red inferior a 1000 km, el ruido ASE acumulado al final del enlace no será lo suficientemente elevado como para tener que recurrir a la detección coherente de forma obligada.

Parece evidente pues que la mejor opción pasa por diseñar un sistema basado en la modulación digital 33% RZ-DQSPK+DD. Pero para no condicionar todo el proyecto a un posible análisis teórico erróneo, verificaremos todo el razonamiento anterior con el OptiSystem, comparando las versiones NRZ-DQPSK+DD y 33% RZ-DQPSK+DD.

Sin modificar el mapa de dispersión inicial y lanzando una potencia al primer vano de la red de 0 dBm/canal, contrastamos el rendimiento conseguido con cada uno de los formatos anteriores (gráfica 6.30). Tal y como se esperaba, los resultados de las simulaciones corroboran el estudio previo. El formato de modulación que es más aconsejable implantar en la red debe ser finalmente el **33%RZ-DQPSK+DD**. Más adelante se contemplará también la posibilidad de integrar receptores de detección coherente para mejorar la calidad del servicio, pero en primer lugar nos ocuparemos de abordar la siguiente etapa del proceso de optimización: el rediseño del mapa de dispersión.

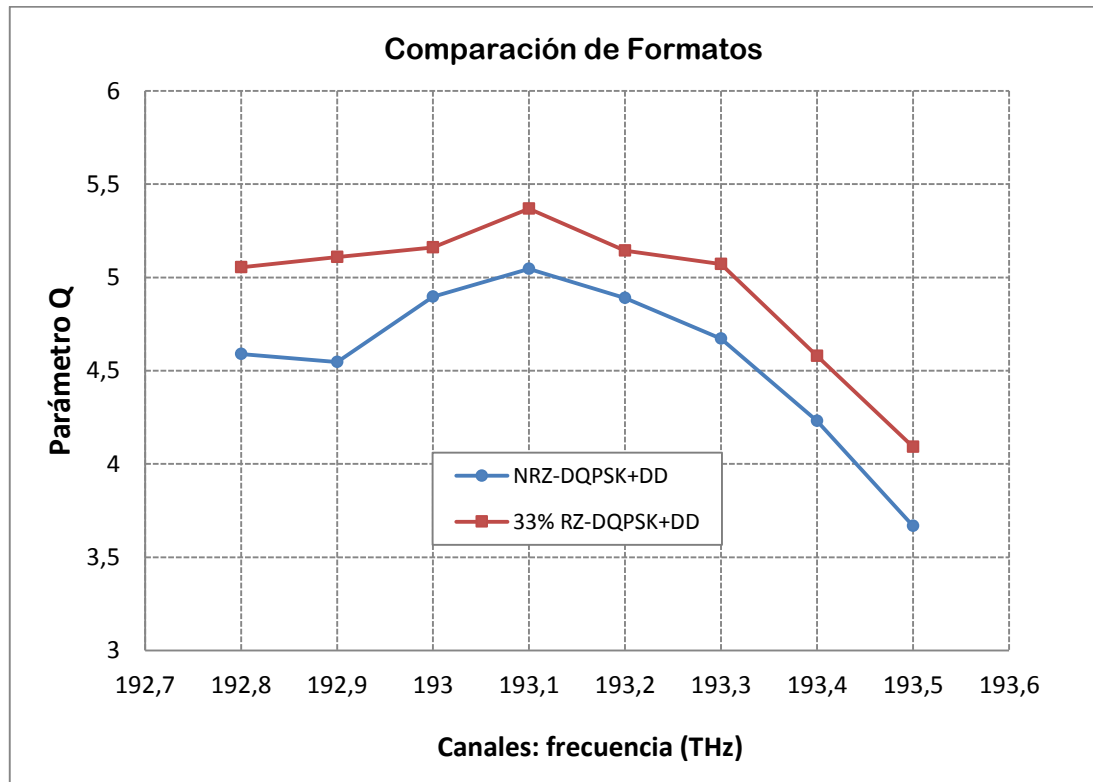


Figura 6.30: Comparación del rendimiento entre NRZ-DQPSK y 33% RZ-DQPSK. Enlace de 6 vanos SSMF+DCF de 100 km cada uno y mapa DM de postcompensación.

Optimización del Mapa de Dispersión del Enlace

La ventaja de replantear el diseño original del mapa de dispersión del enlace redundará en nuestro favor aumentando el rendimiento y la tolerancia del sistema a las no linealidades. Aunque en este caso los efectos no lineales no sean la causa principal de la degradación de las señales propagadas, una mayor robustez de la red frente a ellos permitirá poder aumentar la potencia en cada canal sin ver limitado el rendimiento por el régimen no lineal, lo que se traducirá en una mayor OSNR en recepción.

Como ya sabemos, el mapa de dispersión quedará definido mediante la elección del tipo de fibra y la estrategia utilizada para la compensación de la dispersión cromática. Tras estudiar en la sección 1.3.1 las ventajas de las fibras LongLine para transmisiones de banda ancha frente al resto de opciones (SSMF, MDF, NZDSF⁺), en lo que realmente habrá que centrarse es en realizar la compensación de la dispersión de la forma más eficiente posible, con el fin de mejorar el rendimiento global del sistema.

Las opciones que se nos presentan son múltiples. La primera decisión será elegir entre el uso de un mapa *Non-Dispersion Managed* o *Dispersion Managed*. Como se pretende ofrecer el servicio con el menor coste de implementación posible, se descartará el uso de los mapas NDM, asociados implícitamente a la detección coherente y al procesamiento digital de la señal en el receptor, técnicas que conllevan un impacto muy fuerte en presupuesto del proyecto. Por lo tanto, la elección se reducirá exclusivamente a escoger el mapa DM adecuado: precompensación, postcompensación, simétrico o híbrido (ver sección 1.3.2).

En la figura 6.12 se compararon los distintos mapas DM en redes multivano llegando a la conclusión de que el mapa híbrido proporcionaba mejores prestaciones tanto en el régimen lineal como en el no lineal. No tiene sentido por lo tanto estudiar de nuevo todos y cada uno de los mapas DM en esta nueva red puesto que las conclusiones obtenidas volverían a ser las mismas.

Pero sí conviene resaltar que un diseño basado en un mapa DM de postcompensación tiene una ligera ventaja sobre el híbrido: la dispersión residual de la red (NRD) en los canales no compensados será ligeramente inferior. No obstante, la diferencia observada entre ambos mapas en la NRD de cada canal no será tan grande como para que merezca la pena orientar el diseño hacia un mapa de postcompensación.

Mientras que con un mapa de postcompensación el NRD en los canales laterales de la banda DWDM (192,8 THz y 193,5 THz) oscilará entre los 4 y 5 ps/nm, con un mapa híbrido el NRD estará en torno a los 5-6 ps/nm. En ninguno de los dos casos la penalización por dispersión acumulada superará 1 dB. El límite a 100 Gb/s para una penalización en la OSNR de 1 dB por dispersión acumulada está en 10 ps/nm (ecuación 4.8). A pesar de esta ligera diferencia, tal y como refleja la figura 6.12, se obtendrán mejores resultados con el **mapa híbrido**.

Antes de comenzar con su diseño debemos especificar las fibras ópticas que se van a emplear para configurarlo. Todas ellas han sido escogidas del catálogo de productos ofertados por la empresa Corning, ya que han sido específicamente diseñadas para transmisiones de 40 y 100 Gb/s.

La fibra LongLine elegida es la fibra comercial Vascade EX2000, mientras que la fibra compensadora es la S1000 (*hoja de especificaciones en el anexo 5*). Corning no comercializa la fibra Vascade S1000 integrada dentro de un módulo compensador DCM, como es habitual en la mayoría de las fibras compensadoras, sino que propone empalmarla con la Vascade EX2000 para cubrir con las dos los aproximadamente 100 km de distancia de cada vano.

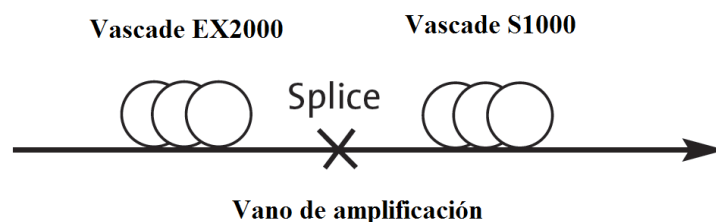


Figura 6.31: Empalme entre las fibras Vascade EX2000 y S1000 [Corning Inc., 2010].

Los parámetros principales de cada tipo de fibra se recogen en la siguiente tabla:

Tipo de fibra	D [ps/(nm·km)]	S [ps/(nm ² ·km)]	A_{TH} [dB]	A_{eff} [μm ²]	$n_2 \times 10^{-20}$ [m ² /W]	D_{PMD} [ps/km ^{1/2}]
Vascade EX2000	+20.4	+0.06	0.162	112	2.1	≤ 0.05
Vascade S1000	-38	-0.12	0.235	27	2.8	≤ 0.05
DCM-SMF-C	-100	-0.34	0.62	20	2.8	≤ 0.2

Tabla 6.7: Parámetros de las fibras usadas en el diseño del mapa de dispersión híbrido de la red Madrid-Barcelona [Corning Inc., 2002; Corning Inc., 2010].

El módulo DCM-SMF-C se utiliza para realizar la precompensación inicial que impone el mapa híbrido (figura 6.32).

Hay que tener en cuenta que debido a la presencia del ROADM intermedio en Zaragoza tendremos que asegurar que la dispersión residual sea nula en este punto de la red, así si se accede a los canales ópticos en esta ciudad no habrá que hacer una compensación adicional de la dispersión. Por este motivo es preferible orientar el diseño hacia un mapa híbrido de periodicidad doble (ver página 177).

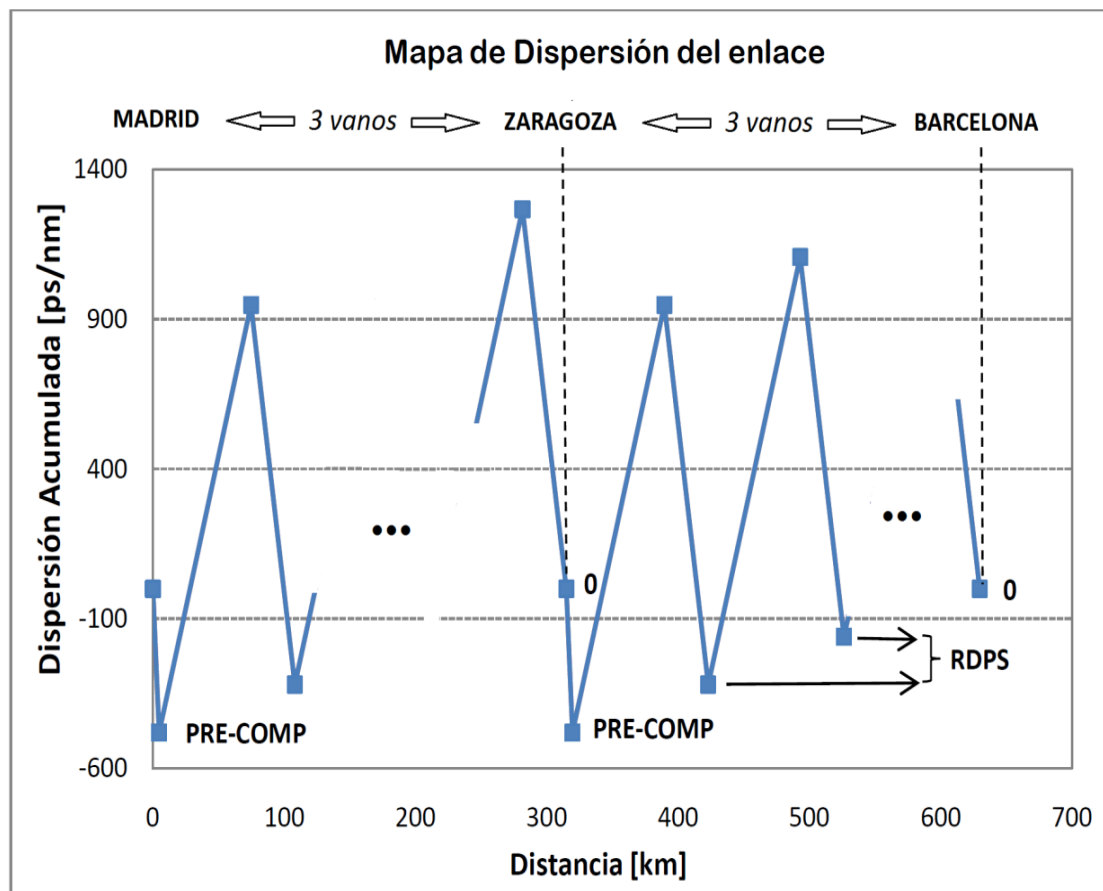


Figura 6.32: Diseño preliminar del mapa de dispersión del enlace, híbrido de periodicidad doble.

Siendo el RDPS óptimo (para las señales DQPSK sobre fibras LongLine y en distancias de medio alcance) de 160 ps/nm [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011], las ecuaciones de diseño del mapa híbrido que determinarán las longitudes de cada fibra serán las siguientes:

$$Precomp + \frac{\overset{6 \text{ vanos}}{\underbrace{\widetilde{N}_A}_2}}{\underset{\substack{\text{Periodicidad} \\ \text{doble}}}{}} \cdot \underset{160 \text{ ps/nm}}{\underbrace{RDPS}} = \underset{0 \text{ ps/nm}}{\underbrace{NRD}} \quad [6.5]$$

$$D_{EX2000}(\lambda_0) \cdot \frac{L_{EX2000}}{70 \text{ km}} + D_{S1000}(\lambda_0) \cdot L_{S1000} = \underset{160 \text{ ps/nm}}{\underbrace{RDPS}} \quad [6.6]$$

De la Ec.(6.5) se puede deducir que la precompensación que se tendrá que aplicar tanto en Madrid como en Zaragoza será de -480 ps/nm, lo que equivale a 4.8 km de longitud de fibra DCF en el bloque compensador DCM-SMF-C.

El cálculo de las longitudes de las fibras Vascade EX2000 y S1000 es más complicado. Por un lado deben cumplir la Ec.(6.6), y por otro entre los 6 vanos deben cubrir la distancia Madrid-Zaragoza (272-317 km) y Zaragoza-Barcelona (260-312 km). Implementando las ecuaciones anteriores con una hoja Excel, se podrá calcular de forma sencilla las longitudes de las fibras EX2000 y S1000 en cada vano. Con una longitud de 70 km para la EX2000 y de 33,37 km para la S1000 se dejará configurado el enlace con 6 vanos de amplificación de 103,37 km cada uno. Con estas medidas se asegurará así el cumplimiento de las condiciones anteriormente expuestas. Finalmente, el mapa híbrido diseñado toma el siguiente aspecto:

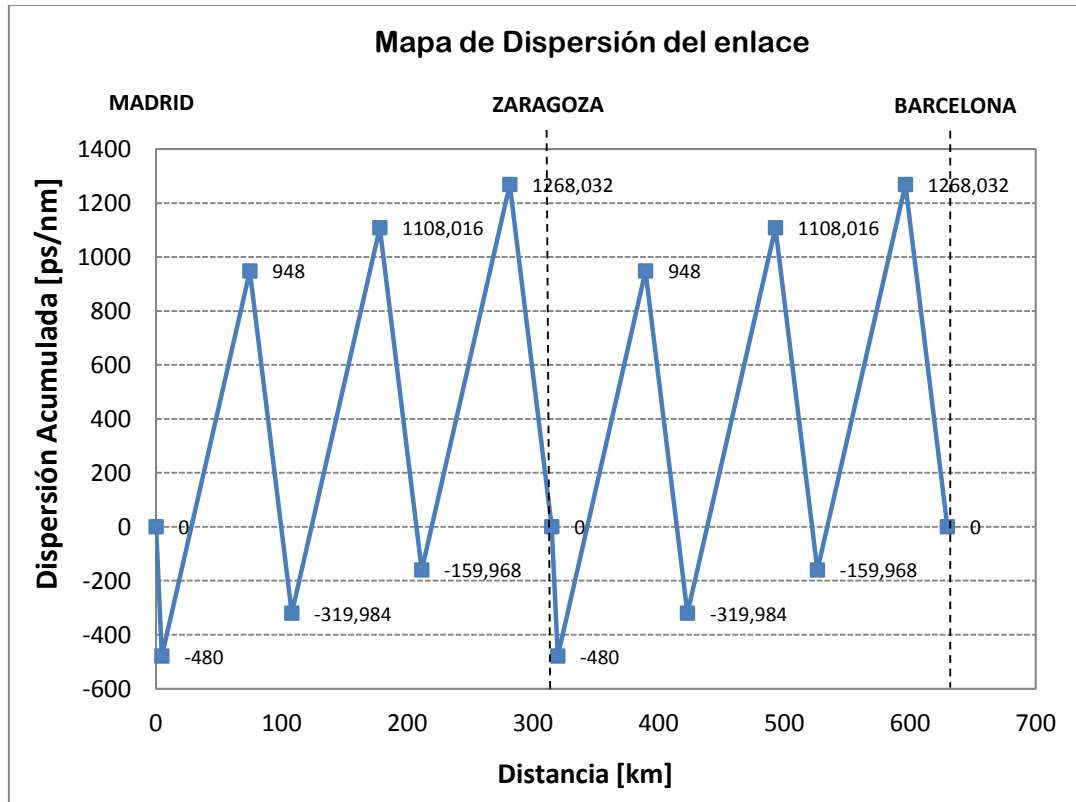


Figura 6.33: Mapa de dispersión del enlace para el canal central de 193.1 THz. Los canales laterales 192,8 THz y 193,5 THz tendrán una dispersión residual al final del enlace de unos 6 ps/nm aproximadamente.

El NRD del enlace es máximo en los canales más alejados de la frecuencia central, es decir, en los canales laterales de la banda DWDM transmitida, 192.8 THz y 193.5 THz. Su dispersión residual es de 5.1 y 6.6 ps/nm respectivamente, por lo que la penalización sufrida será inferior a 1 dB en ambos casos, tal y como se había previsto.

El mapa de postcompensación inicial (SSMF+DCF) limitaba por no linealidades a partir de 1 dBm/canal de potencia lanzada a la red. En cambio, con este mapa de dispersión se podrá incrementar la potencia inyectada a la fibra EX2000 hasta los **6 dBm/canal** sin limitar por IXPM e IFWM, lo que se traducirá automáticamente en una mayor OSNR en recepción. El rendimiento obtenido con este nuevo diseño se muestra en la figura 6.34. Por primera vez se conseguirá cumplir con los objetivos de calidad fijados en el SLA del servicio ($BER < 10^{-12}$).

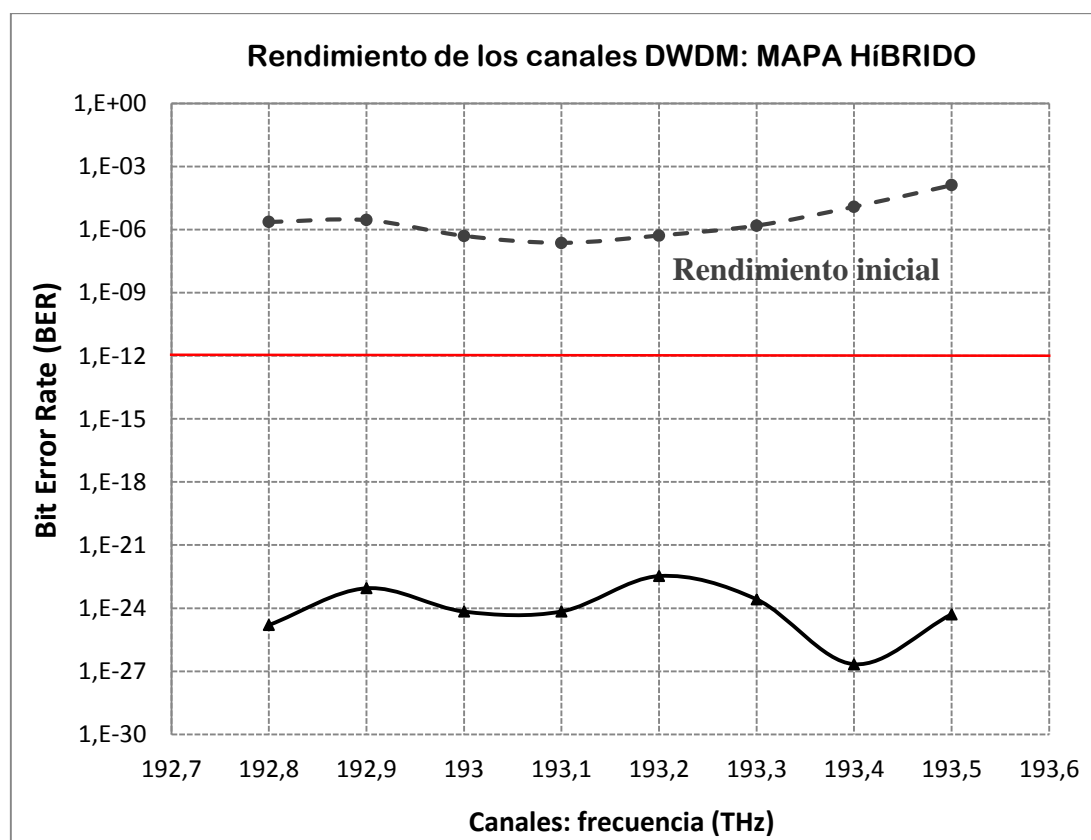


Figura 6.34: Rendimiento alcanzado con el mapa híbrido y la modulación 33% RZ-DQSPK+DD. Comparación con el rendimiento inicial basado en un mapa DM de postcompensación SSMF+DCF y formato NRZ-DQPSK+DD (ver figura 6.28).

Ecualización Óptica (OEQ)

Una vez rediseñado el mapa de dispersión, la siguiente tarea en la que nos debemos centrar es en intentar conseguir la curva de rendimiento más plana posible en la banda DWDM transmitida. La gráfica anterior muestra un rendimiento más que aceptable en cada uno de los canales, pero éste varía mucho de unos a otros. La ecualización óptica de la banda DWDM permitirá igualar dicho rendimiento en las distintas frecuencias.

Para ello se realiza una ecualización en potencia a la salida del ROADM en Zaragoza (a mitad del enlace) y otra en Barcelona. Aunque en su momento se justificó que para transmisiones

superiores a 10 Gb/s la ecualización de la SNR ofrecía mejores prestaciones que la ecualización en potencia, dicha estrategia está ligada a la detección coherente y al procesamiento digital de la señal tras la fotodetección. Por lo tanto, como se pretende mantener en recepción la detección directa para DQPSK, la ecualización de la SNR queda descartada y se efectuará una ecualización en potencia.

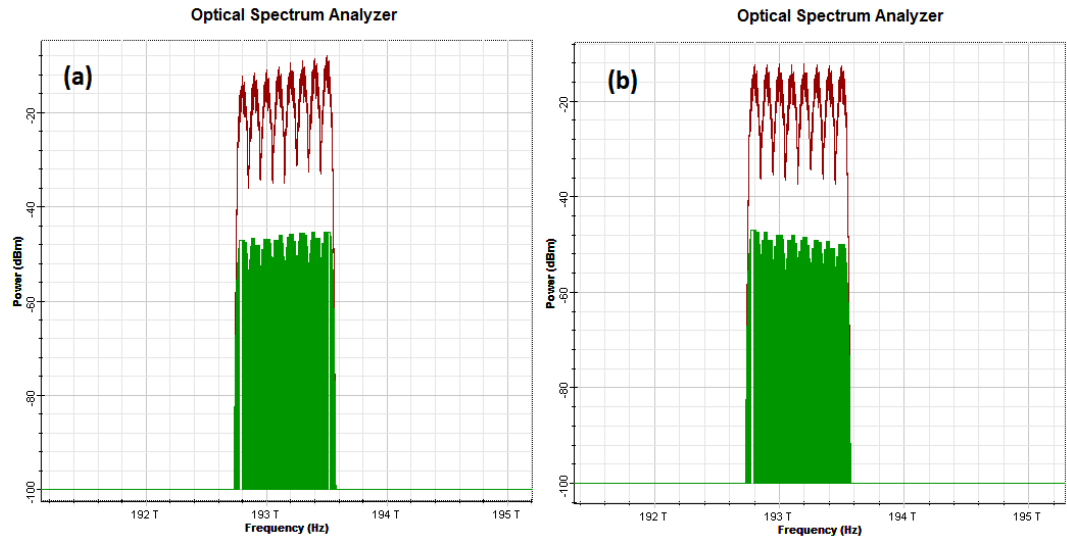


Figura 6.35: Espectro recibido (a) sin aplicar ecualización y (b) aplicando ecualización en potencia en Zaragoza y Barcelona. En (a) vemos cómo el espectro está alterado ligeramente por el SRS, causante de la transferencia de potencia de unos canales a otros.

En la siguiente gráfica se puede apreciar cómo se habrá conseguido igualar el rendimiento entre canales de la banda DWDM gracias a la ecualización en potencia en estos dos puntos de la red.

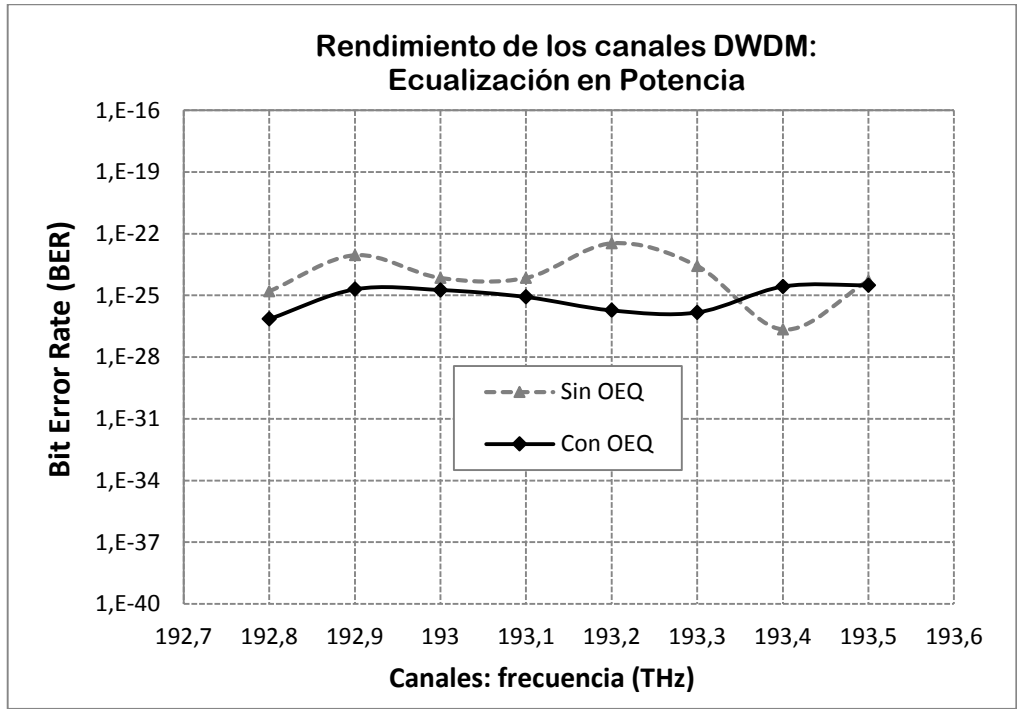


Figura 6.36: Curva de rendimiento de la banda DWDM tras aplicar ecualización en potencia en Zaragoza y Barcelona.

Maximización del Rendimiento: Detección Coherente

En nuestro ejemplo, ni las técnicas FEC ni la detección coherente tienen justificado su uso ya que con el diseño actual se cubren perfectamente los requisitos de calidad pedidos en el servicio. Si la distancia de propagación superase los 1000 km o el número de canales fuese mayor sí sería necesario recurrir a estas dos estrategias. En ambos casos, habría que emplear detección coherente y técnicas FEC por los siguientes motivos:

- Con larga y ultralarga distancia habría que incrementar la sensibilidad del sistema debido al excesivo ruido ASE acumulado en la cadena de amplificadores EDFA.
- Con un elevado número de canales la banda DWDM sería muy extensa. Si se continuasen empleando mapas DM para compensar la dispersión, en los canales laterales de la banda la dispersión acumulada sería muy elevada y su BER sería muy superior al máximo permitido. La detección coherente nos permitiría implementar en el enlace un mapa NDM y compensar la dispersión completamente en todas las longitudes de onda transmitidas (mediante una ecualización frecuencial en el DSP del receptor).

A pesar de todo, mostramos a continuación la mejora sustancial que se vería en el rendimiento de la figura 6.36 solamente empleando la detección coherente, sin recurrir a técnicas FEC, mapas NDM o ecualización en la SNR. Se mantiene el diseño anterior pero únicamente se sustituyen los receptores de detección directa por receptores de detección coherente síncrona homodina.

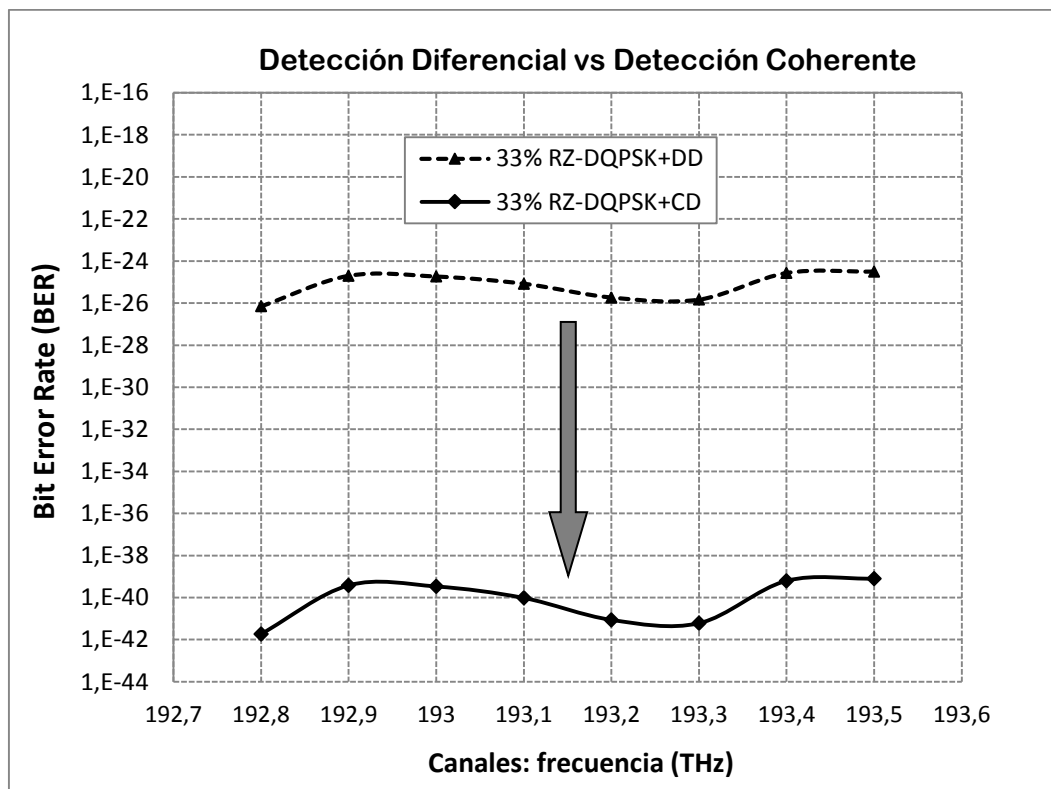


Figura 6.37: Rendimiento del sistema 8 x 100Gb/s x 33%RZ-DQPSK+CD con mapa híbrido de periodicidad doble y ecualización en potencia en Zaragoza y Barcelona. Comparación del rendimiento obtenido con detección directa (línea discontinua) y con detección coherente síncrona homodina (línea continua).

Incremento de la Capacidad Agregada: Multiplexación en Polarización (1,6 Tb/s)

Durante la sección 2 “Incremento de la Capacidad de los Sistemas DWDM” se expusieron varias formas de poder aumentar la capacidad agregada de estos sistemas. Cada una de ellas conllevaba una serie de ventajas e inconvenientes, pero en la que realmente se incidió por su implicación y relevancia en los sistemas de 100 Gb/s fue en la multiplexación en polarización.

En primer lugar se buscará duplicar la capacidad del sistema anterior aplicando la PDM sobre cada una de las 8 longitudes de onda transmitidas, y posteriormente se intentará buscar el máximo número de canales ópticos que se puedan integrar en el enlace Madrid-Zaragoza-Barcelona.

Haciendo uso de la multiplexación en polarización sobre la modulación 33% RZ-DQPSK se conseguirá aumentar su EE hasta los 4 b/s/Hz (PDM-33%RZ-DQSPK), duplicando con ello la capacidad del enlace. En la página 192 se explicaron dos opciones diferentes de implementar la multiplexación en polarización en el estándar 100 GbE:

- a) 200G-PDM-(D)QPSK: Incrementando la capacidad por longitud de onda a los 200 Gb/s ($R_{\text{canal}} = 100 \text{ Gb/s}$), manteniendo los 100 GHz de separación espectral en el sistema DWDM.
- b) 100G-PDM-(D)QPSK: Conservando una velocidad de 100 Gb/s en cada longitud de onda ($R_{\text{canal}} = 50 \text{ Gb/s}$), lo que nos permitirá trabajar en la rejilla de 50 GHz y duplicar así el número de canales en la banda DWDM inicial.

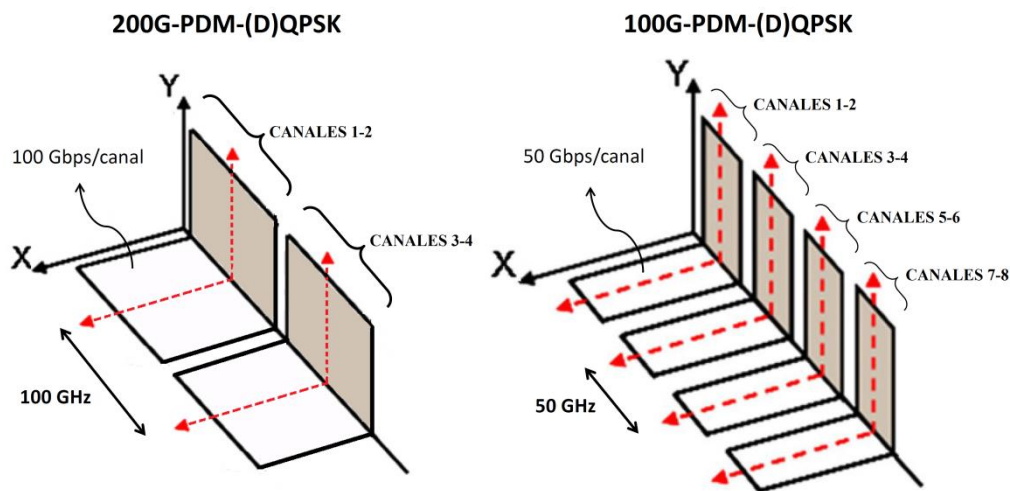


Figura 6.38: Diferentes posibilidades de implementar la multiplexación en polarización en la red Madrid-Zaragoza-Barcelona.

En ambos casos la capacidad total del enlace será la misma, aunque en la actualidad se ha terminado imponiendo la segunda opción ya que facilita la compatibilidad de los sistemas de 100G con la rejilla DWDM de 50 GHz. A pesar de esta tendencia, se implementarán las dos iniciativas en nuestro enlace de datos, comparando posteriormente los resultados obtenidos con cada una de ellas.

Para la integración de ambos sistemas se debe incluir en Barcelona un control activo sobre la polarización de llegada (APC). Como la fibra rotará de forma aleatoria ambas polarizaciones, el

SOP recibido al final del enlace será desconocido, por lo que será indispensable alinear las polarizaciones X e Y con los ejes del PBS para reducir las pérdidas de potencia vistas en dicho dispositivo (PDL). Adicionalmente, en el ROADM de Zaragoza se deberá incluir otro APC si se desea acceder de forma óptima a los canales transmitidos. Así, para las dos opciones anteriores de multiplexación en polarización la red mostrará el siguiente aspecto:

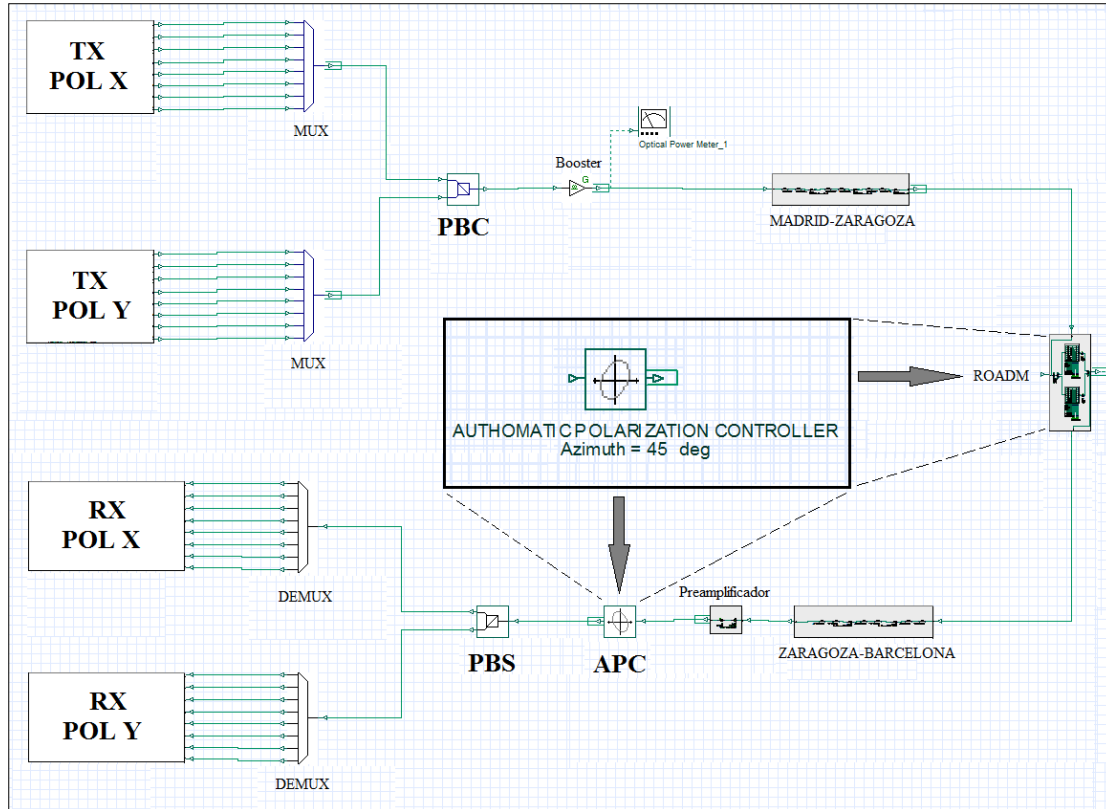


Figura 6.39: Enlace Madrid-Zaragoza-Barcelona de 1,6 Tb/s. En este caso se muestra el esquema de red de la primera opción de PDM (16 canales ópticos de 100 Gb/s cada uno). En la segunda opción solo cambian los transmisores y receptores pero la arquitectura de la red troncal será la misma.

El resultado obtenido para ambas opciones de PDM se puede visualizar en las gráficas de la figura 6.40 (mapa de dispersión DM híbrido, detección directa y ecualización en potencia). Tanto en (a) como en (b) el rendimiento se reduce sustancialmente respecto al sistema sin PDM (figura 6.36); especialmente en el segundo caso, con 32 canales ópticos de 50 Gb/s (gráfica 6.40.b). Al aumentar el número de canales transmitidos se tendrá que reducir la potencia emitida por cada uno de ellos para poder seguir trabajando en el régimen lineal de la fibra. Por este motivo en Barcelona se verá una menor OSNR en cada canal.

Otro de los motivos de la reducción del rendimiento de estos sistemas se debe a que en el PBS de Barcelona siempre se perderá un poco de potencia al haber un ligero desajuste entre sus ejes y el SOP del campo óptico propagado por la fibra. Mientras en la versión (a), con detección directa se continúa asegurando un BER inferior a 10^{-12} en todos los canales, en (b), para poder garantizar los requisitos mínimos de calidad del servicio, habrá que recurrir a la detección coherente o incluir una cierta redundancia en el código digital para implementar técnicas FEC en el sistema.

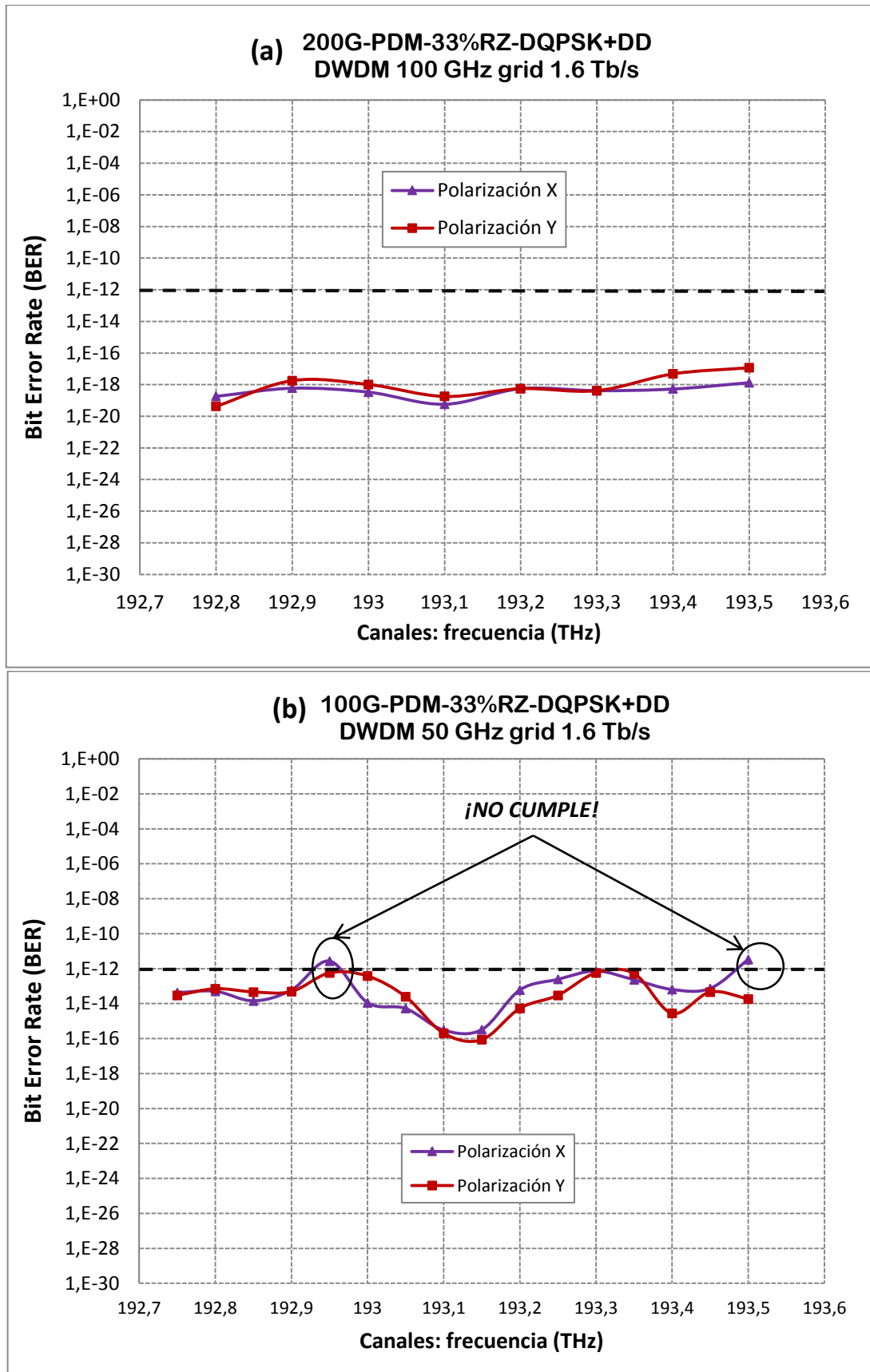


Figura 6.40: Rendimiento del enlace con multiplexación en polarización (1,6 Tb/s) empleando detección diferencial interferométrica DQPSK para detectar la señal. (a) DWDM-100 GHz grid con $8\lambda \times 200$ Gbps/ λ y (b) DWDM-50 GHz grid con $16\lambda \times 100$ Gbps/ λ .

Manteniendo el diseño original y sustituyendo únicamente la detección diferencial interferométrica por un modelo de recepción coherente síncrona homodina, se conseguirá cumplir con facilidad los requisitos de probabilidad de error de bit en ambos sistemas (a) y (b):

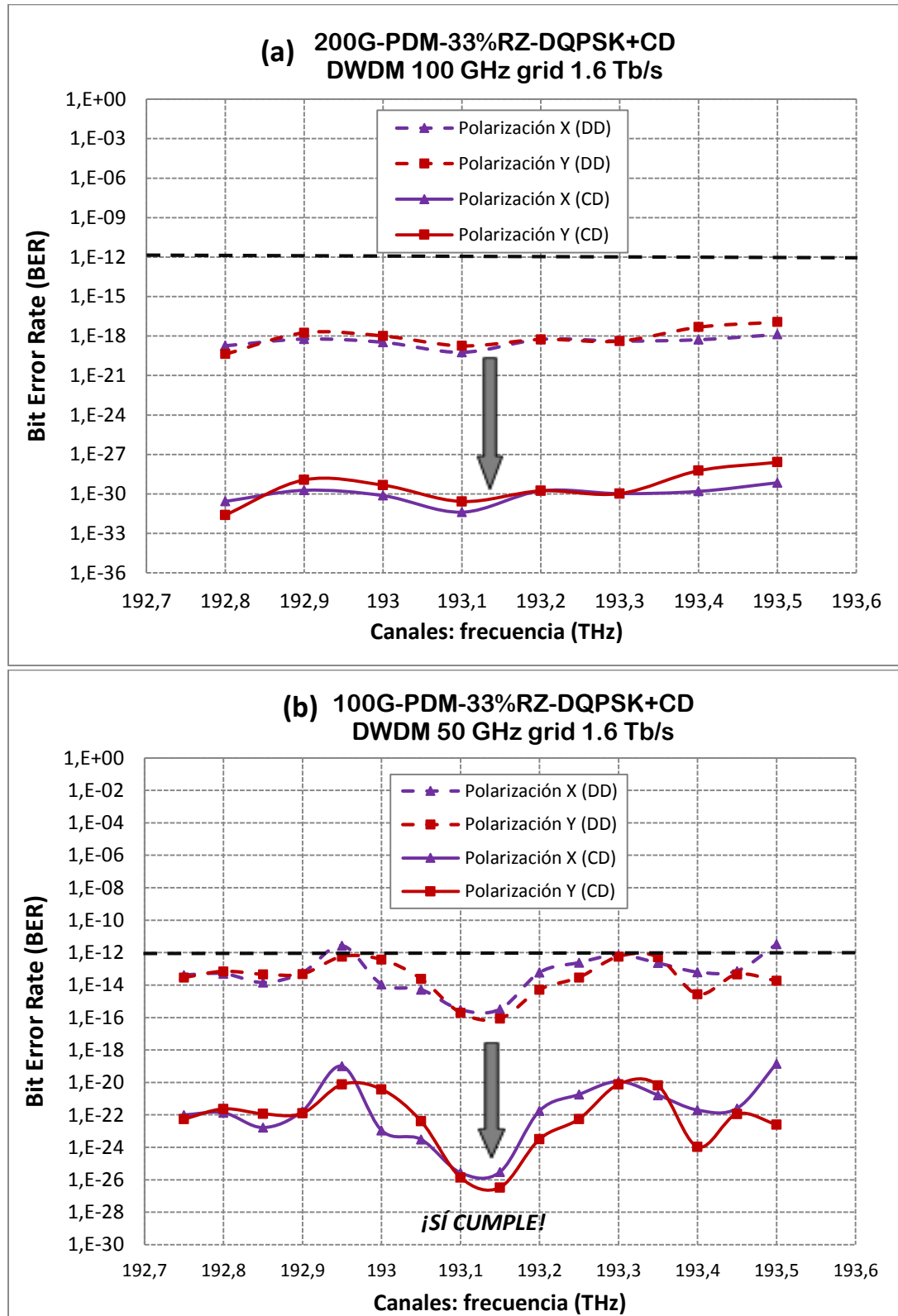


Figura 6.41: Rendimiento obtenido con ambos tipos de multiplexación en polarización, sustituyendo únicamente en el enlace la detección diferencial interferométrica MZI por detección coherente síncrona homodina (1,6 Tb/s).

Máxima Capacidad del Enlace

En el diseño anterior hemos establecido únicamente 8 canales ópticos a modo didáctico para mostrar el proceso de optimización del enlace de la forma más sencilla y simplificada posible. Con la multiplexación en polarización se ha conseguido incrementar el número de canales ópticos a 16 de 100 Gb/s o a 32 de 50 Gb/s, ocupando el mismo ancho de banda en el espectro.

Un sistema DWDM real cuenta con más de 8, 16 o 32 canales. En este apartado se busca precisamente ampliar la banda ocupada del espectro. Calculamos para diferentes casos de diseño la capacidad máxima que se podría explotar en el sistema anterior indicando en cada uno de ellos cuál es la limitación que nos impediría aprovechar un mayor ancho de banda de la fibra.

Capacidad Máxima <i>Madrid-Barcelona</i>	100Gb/s 33% RZ-DQPSK	100Gb/s PDM-33%RZ-DQPSK DWDM 50 GHz grid	Limitación
DD+mapa DM híbrido Sin FEC ($BER_{ref}=10^{-12}$)	2,8 Tb/s (28canales x 100 Gb/s)	5,6 Tb/s (112 canales x 50 Gb/s)	GVD 3º orden BW= 2,8 THz
DD+mapa DM híbrido Con FEC 7% ($BER_{ref}=10^{-3}$)	3,4 Tb/s (32 canales x 107 Gb/s)	6,8 Tb/s (128 canales x 53,5 Gb/s)	GVD 3º orden BW= 3,2 THz
CD+mapa DM híbrido Sin FEC ($BER_{ref}=10^{-12}$)	3,2 Tb/s (32 canales x 100 Gb/s)	6,4 Tb/s (128 canales x 50 Gb/s)	GVD 3º orden BW= 3,2 THz
CD+mapa DM híbrido Con FEC 7% ($BER_{ref}=10^{-3}$)	4 Tb/s (38 canales x 107 Gb/s)	8 Tb/s (152 canales x 53,5 Gb/s)	GVD 3º orden BW= 3,8 THz
CD+mapa NDM (DSP)+Ecuación de SNR Con FEC 7% ($BER_{ref}=10^{-3}$)	7,5 Tb/s (70 canales x 107 Gb/s)	15 Tb/s (280 canales x 53,5 Gb/s)	BW EDFA's BW= 8 THz (P-EDFA's)

Tabla 6.8: Capacidad máxima de la red Madrid-Barcelona para diferentes líneas de diseño.

A excepción del último caso analizado, la compensación de la dispersión cromática en los demás se realiza mediante fibra compensadora (mapa DM híbrido), por lo que la dispersión acumulada en los canales no compensados será la limitación principal que nos impedirá explotar un mayor BW del espectro. Cuanto más alejados estemos de la frecuencia central de la banda DWDM (193,1 THz) mayor dispersión acumulada veremos en los canales correspondientes, por lo que el ancho de banda que se podrá ocupar en la tercera ventana de transmisión quedará reducido a menos de 4 THz.

En el último caso la compensación de la dispersión se realiza canal a canal, mediante una ecualización frecuencial en el DSP del receptor (mapa NDM). En este esquema también se compensa la PMD con una ecualización MIMO, asegurando que el rendimiento entre canales

ópticos no se vea desbalanceado por la PMD de 2º orden. Con estas condiciones de trabajo la capacidad máxima que se podrá explotar en el enlace será mayor que en las situaciones anteriores y la limitación a la capacidad del sistema vendrá impuesta por el ancho de banda de amplificación de los EDFA's empleados. Un diseño clásico de fibra amplificadora dopada con Erblio tiene un ancho de banda típico de unos 4 THz, aunque en la actualidad se ha logrado aumentar dicho BW hasta los 7-8 THz con el uso de EDFA's codopados con Fosforo (P-EDFA's) [Abellán, D.P. *et al.*, 2006; Sano, A. *et al.*, 2007].

La capacidad máxima de cada situación analizada en la tabla anterior está calculada para una multiplexación en polarización basada en canales ópticos de 50 Gb/s (100Gbps-PDM, *versión b* de las páginas 192 y 205). En el fondo da igual qué versión de multiplexación en polarización se implemente dado que en ambas la capacidad agregada será idéntica.

4. RESUMEN

Durante los años 2010, 2011 y 2012 se han introducido y comercializado las redes ópticas de banda ancha de 100 Gb/s. En estas nuevas redes de comunicaciones, las modulaciones de fase en cuadratura empleadas junto con la multiplexación en polarización se han mostrado como la mejor solución técnica posible con la que poder lograr un equilibrio óptimo entre eficiencia espectral y robustez frente a las principales limitaciones a la propagación por la fibra.

Dada la relevancia actual de los sistemas ópticos 100G-(D)QPSK en las redes troncales, se han centrado todo los esfuerzos del capítulo en proponer y desarrollar diferentes estrategias de diseño para la optimización de su capacidad y rendimiento mediante la gestión de las perturbaciones que afectan a las señales (D)QPSK durante su propagación por el enlace.

Entre los aspectos más relevantes estudiados destacan la elección del tipo de fibra, la optimización del mapa de dispersión y el procesamiento digital de las señales en el receptor. A 100 Gb/s, la combinación de fibras LongLine con mapas NDM, detección coherente y procesamiento digital de las señales en recepción nos garantiza poder maximizar el rendimiento de los sistemas DWDM-100G-(D)QPSK.

En la última parte del capítulo se han propuesto diversas técnicas para aumentar la capacidad agregada de estos sistemas. De todas ellas, sin duda, la que más transcendencia ha adquirido ha sido la multiplexación en polarización. Esta técnica permite duplicar la eficiencia espectral de los formatos (D)QPSK y conservar a su vez la excelente robustez mostrada por éstos frente a la dispersión cromática, al filtrado óptico, a la PMD, a las no linealidades y al ruido ASE.

Toda la teoría desarrollada en relación con la gestión de las limitaciones a la propagación se ha terminado implementando sobre un caso práctico, con objetivos meramente didácticos. Se ha planteado el diseño de una red DWDM de banda ancha entre Madrid y Barcelona basada en transmisiones de 100 Gb/s por longitud de onda. Aplicando las diferentes propuestas de diseño estudiadas durante todo el capítulo, hemos conseguido maximizar el rendimiento y la capacidad del sistema hasta alcanzar una velocidad de transferencia de datos en el enlace de **8 Tb/s** sobre una sola fibra (*152 canales de 53.5 Gb/s, PDM-33%RZ-DQPSK+CD con FEC del 7% y mapa de dispersión híbrido de periodicidad doble*). Recurriendo a técnicas de procesado digital de la señal en recepción, dicha capacidad se podría incrementar hasta los **15 Tb/s**, a costa de una mayor complejidad en el receptor.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Este último capítulo recoge las conclusiones más importantes que se han obtenido durante la realización de este proyecto, a la vez que se repasan las principales tecnologías desarrolladas en el seno de las comunicaciones ópticas para el estándar de los 100 GbE. En la última parte del documento se presentarán cuáles son las actuales líneas de investigación abiertas dentro del IEEE enfocadas a conseguir transmisiones más allá de los 100 Gb/s.

1. CONCLUSIONES DEL PROYECTO

Dada la relevancia actual de las redes ópticas de 100 Gb/s, el objetivo de este proyecto se ha centrado en el estudio de la degradación que sufren las señales ópticas con fase modulada cuando se propagan por la fibra a estas velocidades. Adicionalmente, con el fin de aportar al lector un conocimiento más amplio de la tecnología que se encuentra detrás de estos sistemas, la primera parte del proyecto se ha destinado a revisar las técnicas de transmisión y recepción empleadas en este tipo de redes (capítulos 1, 2 y 3).

Tras el primer capítulo, meramente introductorio, en el capítulo 2 se presentaron los distintos formatos de modulación digital de la portadora óptica propuestos para transmisiones a 10, 40 y 100 Gb/s: NRZ, RZ, CSRZ, CRZ, DB-PSBT, FSK, MSK, (D)PSK, (D)QPSK y M-QAM. Descartando las modulaciones de frecuencia debido a su baja eficiencia espectral (menor de 1 b/s/Hz), se concluyó que las modulaciones de intensidad y las de fase eran los únicos grupos de formatos que permitían alcanzar velocidades superiores a los 10 Gb/s sobre los actuales sistemas DWDM en las rejillas de 100 y 50 GHz. Por su parte, la modulación en polarización PolSK se descartó debido a la birrefringencia intrínseca de la fibra, que hacía inviable su uso para transmisiones de banda ancha de larga distancia.

En este capítulo también se describieron las diferentes formas de poder generar señales ópticas de alta velocidad: mediante la modulación directa de una fuente láser (DML), pudiendo obtener señales de hasta 40 Gb/s (acompañadas de cierto chirp residual y ruido RIN, de fase o de frecuencia); o bien mediante modulación externa, fundamentalmente basada en moduladores electroópticos. De ellos se comentó cómo una señal eléctrica modificaba el índice de refracción del dispositivo permitiendo modular la intensidad y/o la fase de la luz entrante. En el anexo 1 de la memoria se justifica por qué los moduladores electroópticos Mach-Zehnder de chirp nulo son la mejor opción de todas para obtener señales ópticas superiores a 40 Gb/s asegurando una buena calidad y estabilidad en la modulación así generada.

En el capítulo 3 se repasaron las dos principales formas de realizar la conversión óptico-eléctrica de la señal en recepción: la detección directa y la detección coherente (empleando un láser como oscilador local). Comenzamos asentando los conceptos básicos de la detección óptica coherente y continuamos con el análisis de los diferentes tipos de receptores coherentes que se podían emplear para recuperar las señales de intensidad y de fase modulada: receptores síncronos, asíncronos, de diversidad de fase y de diversidad de polarización. De entre todos ellos, se concluyó que la recepción síncrona homodina era la que mejor rendimiento ofrecía, con una sensibilidad entre 0.45 y 1 dB superior frente al resto de opciones analizadas.

Posteriormente se estudiaron los receptores de detección directa, haciendo un especial énfasis en la detección directa de las modulaciones de fase diferencial DPSK y DQPSK. Recurriendo a un interferómetro Mach-Zehnder con el diseño adecuado de sus brazos, se mostró cómo se podía recuperar la información digital transportada en este tipo de formatos (en muchas partes del proyecto se hace referencia a la detección directa de DPSK y DQPSK bajo el nombre de detección diferencial interferométrica). Con el análisis de esta nueva arquitectura, se descubrió un receptor muy sencillo de implementar y con excelentes prestaciones, ya que requería únicamente unos 2 dB más de SNR que la recepción coherente síncrona homodina para detectar los formatos DPSK y DQPSK a 100 Gb/s, sin tener que recurrir a un oscilador láser local en su estructura.

Una vez revisadas las tecnologías empleadas en la transmisión y la recepción de los sistemas ópticos de banda ancha, nos centramos en el estudio de la propagación por la fibra óptica de las señales de 100 Gb/s. El objetivo del capítulo 4 era descubrir qué tipo de formatos de modulación ofrecían mejor rendimiento a estas velocidades. Y como en el capítulo 2 se descartaron las modulaciones de frecuencia y de polarización para transmisiones superiores a los 10 Gb/s, las posibilidades se reducían exclusivamente a los formatos de intensidad y de fase (IM vs PM).

A dichos formatos se les exigía una serie de requisitos mínimos:

- Buena sensibilidad en recepción
- Resistencia al ruido ASE y a la diafonía
- Tolerancia a la GVD y a la PMD
- Robustez frente a la distorsión por filtrado óptico estrecho
- Tolerancia a los efectos no lineales de la fibra
- Eficiencia espectral no inferior a 1 b/s/Hz

Se compararon las señales de intensidad NRZ, RZ, CSRZ, CRZ y DB-PSBT frente a las de fase (D)PSK y (D)QPSK en su tolerancia a las limitaciones lineales y no lineales que pueden aparecer en un enlace óptico: atenuación, ruido ASE, filtrado óptico estrecho, dispersión cromática, PMD y no linealidades de la fibra. De cada una de las limitaciones se realizó una breve introducción teórica y posteriormente mediante el OptiSystem se puso a prueba la resistencia de los formatos mencionados frente a ellas.

En todas las simulaciones efectuadas, se obtuvo que a 100 Gb/s las modulaciones de fase en cuadratura QPSK y DQPSK eran las que ofrecían el mejor equilibrio entre sensibilidad, eficiencia espectral y robustez frente a las diferentes perturbaciones. Por este motivo, el resto del proyecto se enfocó hacia el análisis de los sistemas 100G-(D)QPSK. El objetivo perseguido era en un primer lugar estudiar detenidamente la degradación sufrida en este tipo de señales para posteriormente intentar desarrollar y proponer diversas estrategias que nos permitiesen gestionar las limitaciones a la propagación anteriores, pudiendo así optimizar el rendimiento y la capacidad de estos sistemas.

Con este objetivo en mente se destinó el capítulo 5 a analizar la diferencia de prestaciones existente entre los formatos de fase en cuadratura al variar la forma de los pulsos de la portadora óptica: NRZ-(D)QPSK, 33% RZ-(D)QPSK, 50% RZ-(D)QPSK, 67% RZ-(D)QPSK, CSRZ-(D)QPSK. De todas ellas, la señal de menor ciclo de trabajo (33% RZ-(D)QPSK) era la que mayor sensibilidad ofrecía y mejor tolerancia mostraba a las limitaciones lineales y no lineales de la fibra al reducirse las interacciones pulso-a-pulso en cada canal DWDM. Esto suponía una menor degradación de la OSNR debido a la GVD, a la PMD y al IFWM e IXPM (no linealidades predominantes por encima de los 40 Gb/s).

Finalmente, el capítulo 6 se centró en el estudio de la optimización de los sistemas multicanal DWDM-100Gbps-(D)QPSK. La optimización del rendimiento y la capacidad de estos sistemas no se basaba simplemente en escoger el formato de modulación digital adecuado, sino que se completaba con un diseño acertado del mapa de dispersión del enlace (*fibras LongLine + mapas DM híbridos o NDM con procesamiento digital de la señal en recepción*) y con el uso de otras técnicas como la corrección de errores en el receptor (FEC), la detección coherente, la ecualización óptica de los canales y la multiplexación en polarización (ésta última permite aumentar la EE de los formatos de fase en cuadratura a los 4 b/s/Hz, duplicando con ello la capacidad del sistema y permitiendo su integración en las redes DWDM con 50 GHz de separación entre canales).

Todas las propuestas analizadas se pusieron en práctica diseñando una red DWDM de 100 Gb/s-canal compatible con la rejilla de 50 GHz, entre las ciudades de Madrid y Barcelona (mediante una sola fibra óptica). La máxima velocidad de transmisión conseguida llegó a alcanzar los 15 Tb/s. Las claves para conseguir este resultado fueron:

- *Modulación 100G-PDM-33%RZ-(D)QPSK*
- *Fibra LongLine*
- *Mapas “Dispersion Managed” Híbridos o “Non-Dispersion Managed”*
- *FEC (7%)*
- *Detección coherente síncrona homodina+DSP en recepción*

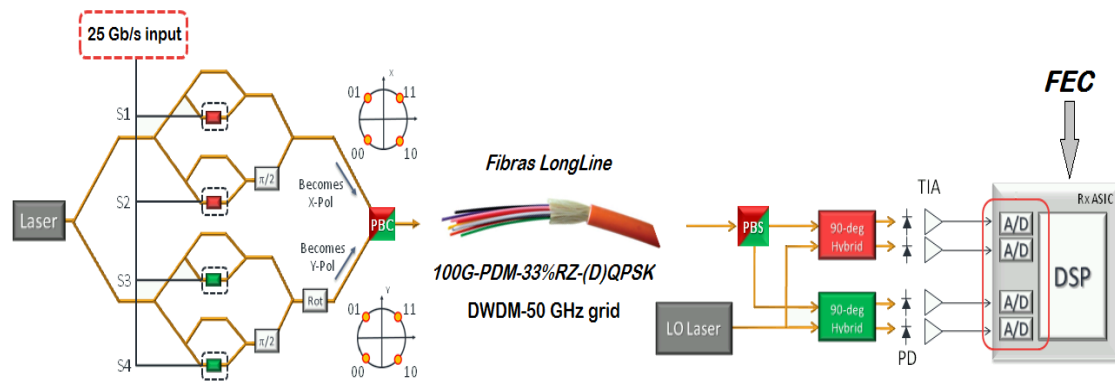


Figura 7.1: Resumen de tecnologías enfocadas a la optimización de la capacidad y el rendimiento de las redes DWDM de 100 Gb/s en la rejilla de 50 GHz.

2. TENDENCIAS Y LÍNEAS FUTURAS

En este último apartado de la memoria se presentarán las principales líneas de investigación en actual desarrollo enfocadas a dar el siguiente paso en las redes ópticas de banda ancha. Como paso previo, se hará una revisión de la evolución histórica de las mismas en las últimas décadas para intentar enfocar cuál será el futuro inmediato hacia el que tienden estas redes en los próximos años. Superar la barrera de los 100 G no es una tarea fácil y las futuras transmisiones a 400 Gb/s y 1 Tb/s basadas en los nuevos formatos de alta eficiencia espectral se encuentran actualmente con muchas barreras tecnológicas. Todas ellas son expuestas en la sección 2.2 “*Ultrafast Optical Transmissions*”.

2.1 EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LAS REDES ÓPTICAS DE BANDA ANCHA

Desde hace más de dos décadas, el tráfico de datos de las redes troncales crece de forma exponencial. La capacidad demandada se incrementa entre un 30 y un 60% cada año, dependiendo del índice de penetración de los servicios ofrecidos por los operadores de red. Dentro de todas las tecnologías de red coexistentes entre sí (comunicaciones por cable, por satélite, por fibra, por radio...), las comunicaciones ópticas son las que consiguen maximizar el producto “*capacidad x distancia de regeneración*”.

Desde los años 90, la demanda de tráfico en estas redes troncales ha sido cubierta por los sistemas ópticos de banda ancha multiplexados en longitud de onda (WDM). La figura 7.2 ilustra la evolución histórica de capacidad demandada a este tipo de redes y a sus canales ópticos (línea verde).

Como se puede apreciar en la gráfica, las redes WDM fueron capaces de aumentar progresivamente la capacidad ofrecida. El fuerte crecimiento inicial en los años 90 de la capacidad de los sistemas WDM refleja los rápidos avances en la optoelectrónica de dispositivos empleados en dichas redes (amplificadores ópticos, láseres sintonizables, filtros ópticos con banda de paso estrecha, ROADM’s, OXC’s...). A partir del año 2000 se consiguieron los primeros DML’s capaces de generar modulaciones a 40 Gb/s y los últimos filtros ópticos desarrollados hicieron realidad la implementación (a nivel experimental) de las redes DWDM con 50 GHz de separación entre canales.

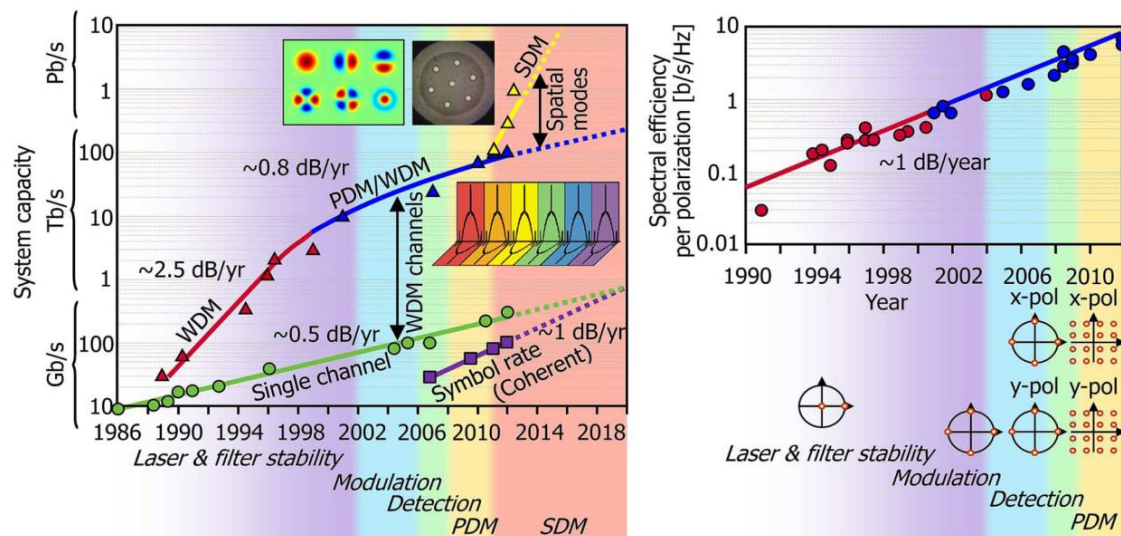


Figura 7.2: Evolución de la capacidad experimental de las redes WDM durante las últimas dos décadas y para los próximos años [Winzer, P.J., 2012].

Llegados a ese punto, las comunicaciones ópticas tuvieron que dejar de centrarse en la física de dispositivos para impulsar la ingeniería de comunicaciones con el fin de poder seguir aumentando la eficiencia espectral de estos sistemas multicanal. En busca de poder incluir más información en el limitado ancho de banda de la 3^o ventana, marcado por la banda de amplificación de los EDFA (bandas C y L), se comenzaron a investigar nuevos formatos de modulación digital. En el año 2002, de los clásicos formatos OOK se pasaron a impulsar otros como el DB y especialmente los de fase modulada (D)PSK y (D)QPSK. Así, a partir del 2004 se comenzaron a comercializar las redes de 40 Gb/s basadas en las modulaciones de fase diferencial DPSK-DQPSK y detección diferencial interferométrica MZI.

La migración a los 100 Gb/s no fue tan inmediata pues requería de técnicas adicionales que permitiesen la compatibilidad de estas velocidades con las redes DWDM de 50 GHz. En este contexto se desarrolló la multiplexación por división en polarización (PDM) para poder aumentar la eficiencia espectral de los formatos (D)QPSK hasta los 4 b/s/Hz. Junto con la detección coherente de la señal, el procesamiento digital en recepción (DSP) y la implementación de técnicas FEC, la comercialización del estándar 100GbE se convirtió en una realidad a finales del año 2010 y principios del 2011.

Actualmente, aunque los 100 Gb/s cubren de sobra la demanda de datos de las redes troncales, el auge de las redes sociales, de los servicios de difusión de video 4K, el crecimiento de las aplicaciones móviles y el impulso de los servicios cloud (*IaaS, PaaS, SaaS, MaaS, CaaS...*) podría acelerar el ritmo de crecimiento aún más, pasando del 30-60% hasta casi un 90% por año.

Así pues, la capacidad ofrecida por las redes DWDM puede quedarse corta en un futuro muy próximo, por lo que las comunicaciones ópticas se encuentran con la necesidad de tener que mirar más allá de los 100G/canal. La normalización de los 40 y 100Gb/s en el estándar IEEE 802.3 da lugar a especular que las siguientes tasas Ethernet que se comercializarán serán los 400-G como paso intermedio hacia el estándar 1 TbE, estimado para el año 2020 [Saunders, R., 2011; Bennett, G., 2012; Winzer, P.J., 2012].

2.2 MÁS ALLÁ DE LOS 100G: “ULTRAFAST OPTICAL TRANSMISSIONS”

Debido a la creciente brecha entre el campo de la investigación y la comercialización, para alcanzar los 400 Gb/s o 1 Tb/s es probable que inicialmente se continúe con el enfoque de intentar conseguir estas capacidades mediante la **paralelización de flujos** de 40 y 100 Gb/s empleando la modulación PDM-(D)QPSK/CD. Por ejemplo, interfaces ópticas de 400 Gb/s se conseguirían mediante 10 canales paralelos de 40 Gb/s o mediante 4 de 100 Gb/s.

Esta solución obliga a una densa integración de los circuitos ópticos (PIC). En la actualidad se están desarrollando fibras multinúcleo para conseguir mediante una sola fibra dar soporte a esta solución [Winzer, P.J., 2012]. Esta tecnología emergente ha dado lugar a acuñar un nuevo concepto de multiplexación conocido como *Space-Division Multiplexing (SDM)* o *Multiplexación por División Espacial*. Velocidades de más de 300 Tb/s se han llegado a conseguir recientemente de forma experimental sobre una fibra de 19 núcleos integrados [Li, A. *et al.*, 2012; Sakaguchi, J. *et al.*, 2013].

Pero la tendencia actual es intentar obtener los 400G sobre un solo flujo óptico. La solución evidentemente pasa por incrementar la eficiencia espectral de cada canal DWDM por encima de los 4 b/s/Hz, conseguidos hasta ahora con el formato PDM-(D)QPSK para el estándar 100 GbE. Esto conlleva tener que recurrir a modulaciones digitales de mayor EE, capaces de transmitir más símbolos digitales en un mismo ancho de banda a base de emplear constelaciones más densas. Con este fin se han propuesto los formatos **PDM-M-QAM**, con una eficiencia espectral de $2 \cdot \log_2 M$.

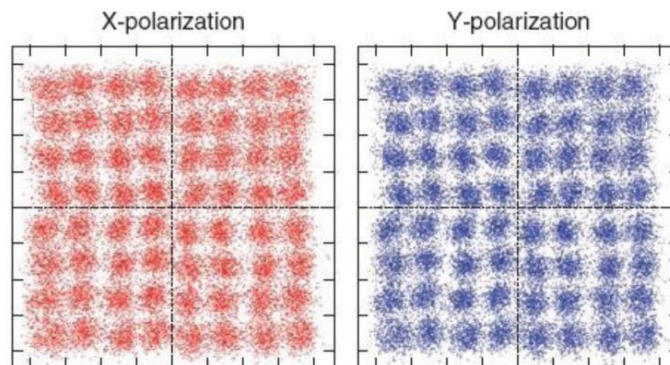


Figura 7.3: Constelación de la modulación PDM-64QAM.

El paso previo hacia los 400G son los 200 Gb/s. Con los formatos M-QAM se pueden conseguir estas velocidades manteniendo la compatibilidad con la rejilla de 50 GHz, pero ello implica tener que recurrir como mínimo a una constelación de 16 símbolos junto a la multiplexación en polarización (PDM-16QAM/CD) o de 64 símbolos si se desea prescindir de esta técnica (64-QAM/CD).

En ambos casos será necesaria la detección coherente de la señal para poder recuperar este tipo de modulaciones, así como algoritmos de compensación de las no linealidades que incrementen la robustez del sistema a las mismas. El principal inconveniente de emplear constelaciones tan densas es que las hace especialmente vulnerables a los efectos no lineales de la fibra impidiendo que se consigan transmisiones de larga distancia.

Formato (200Gb/s)	EE (b/s/Hz)	Ancho del Lóbulo Principal (espectro óptico)
PDM-16QAM/CD	2x4	50 GHz (25 Gbaud eléctricos)
64-QAM/CD	6	66 GHz (33 Gbaud eléctricos) <i>Necesidad de filtrado adicional para compatibilidad con la rejilla de 50 GHz</i>
PDM-64QAM/CD	2x6	33 GHz (16,67 Gbaud eléctricos)

Tabla 7.1: Niveles M-QAM requeridos para alcanzar los 200 Gb/s en sistemas DWDM-50GHz grid.

El salto de los 200 a los 400 Gb/s obligaría a tener que migrar a modulaciones M-QAM de mayor nivel para mantener la compatibilidad con los sistemas DWDM-50 GHz grid. Una opción posible podría ser por ejemplo la modulación PDM-256QAM. Pero el problema es que el incremento del tamaño de la constelación no es gratuito ya que conlleva los siguientes inconvenientes y limitaciones tecnológicas:

- Penalización en la SNR requerida en recepción: Según el teorema de Shannon, si se incrementa la eficiencia espectral aumentando el tamaño de la constelación, en recepción se requerirá una mayor SNR. Por ejemplo, la migración de QPSK a 16-QAM dobla la EE a costa de sufrir una penalización en la sensibilidad de 3,8 dB. De forma análoga, de 16-QAM a 256-QAM la penalización en la SNR sería de 8,8 dB.
- Menor tolerancia a las no linealidades: Al requerir una mayor SNR en recepción nos vemos obligados a incrementar la potencia óptica lanzada a la fibra, estimulando de forma proporcional el efecto Kerr. Por lo tanto, el ruido de fase generado por la mayor presencia de no linealidades se incrementará e inducirá una mayor distorsión sobre la señal óptica propagada, por lo que la distancia de alcance del sistema decrecerá notablemente. Por esta razón es tan complicado conseguir en la actualidad transmisiones ópticas de larga distancia a más de 200 Gb/s con estos formatos multinivel [Lach, E. y Wilfried, I., 2011].
- Resolución de los ADCs: Si se aumenta el tamaño de la constelación, además de requerir una mayor OSNR en recepción, también será necesaria una mayor resolución de los conversores analógico-digitales del receptor. Actualmente, el número de bits efectivos ($ENoB_{req}$) necesarios para asegurar un BER de 10^{-3} en una constelación M-QAM con una penalización en su OSNR de 1 dB es de $\log_2 \sqrt{M} + 3$. De acuerdo con los estudios de Robert H. Walden, los convertidores mejoran su resolución aproximadamente un 30% cada año para un ancho de banda fijo, es decir, requieren 1/3 menos de ENoB [Walden, R.H., 2008]. El ritmo de crecimiento en estas tecnologías sigue la evolución de las tasas de símbolo demandadas a las comunicaciones ópticas coherentes a nivel experimental [Winzer, P.J., 2012].

Una opción que se comienza a contemplar es levantar la rígida rejilla de los 50 GHz y permitir el uso de los 70 u 80 GHz entre canales. La ITU-T, en su recomendación G.694.1 publicada el año pasado (2012), aprueba el uso de sistemas DWDM de rejillas variables. Esto permite aligerar la OSNR requerida en recepción al poder emplear modulaciones M-QAM de menor nivel para conseguir los 400 Gb/s. No obstante, una menor EE implicará aumentar la frecuencia eléctrica en los moduladores MZM encargados de generar la modulación a estas tasas de bit. Actualmente el límite en el dominio eléctrico está en cerca de los 60 Gbaudios, aunque se

estima que en un periodo de 10 años se consiga llegar hasta los 320 Gbaudios electrónicos [Bennett, G., 2012].

Formato (400Gb/s)	EE (b/s/Hz)	Ancho del Lóbulo Principal (espectro óptico)
PDM-256QAM/CD	2x8	50 GHz (25 Gbaud eléctricos)
PDM-64QAM/CD	2x6	66 GHz (33 Gbaud eléctricos) <i>Compatible con la rejilla de 70 GHz</i>

Tabla 7.2: Posibles formatos de modulación para el estándar 400 GbE sobre sistemas DWDM de rejilla variable [ITU-T Rec. G.694.1, 2012].

La otra gran propuesta tecnológica surgida hace pocos años y que se está desarrollando actualmente para las transmisiones supercanal en los sistemas DWDM, es la **integración de las modulaciones M-QAM con la tecnología OFDM**. Para entender mejor este nuevo concepto se repasarán en los siguientes párrafos los fundamentos teóricos de la modulación OFDM.

El formato de modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) pertenece a un grupo más amplio de modulaciones digitales agrupadas bajo el nombre de Modulaciones de Multipulsos Ortogonales. Recibe diferentes nombres según el sistema de comunicaciones sobre el que se emplee. Así por ejemplo, en sistemas ADSL se la conoce como modulación DMT (*Discrete Multi-Tone*) o modulación MCM (*Multi-Carrier Modulation*).

OFDM asigna a cada símbolo del alfabeto digital un pulso básico paso banda de frecuencia ortogonal al resto de pulsos. El espectro de cada uno de ellos es una “sinc” de diferente frecuencia central. La ortogonalidad entre subportadoras se garantiza siempre que éstas estén separadas en frecuencia un múltiplo de la velocidad de símbolo. Para conseguir la máxima EE de la modulación el salto entre subportadoras adyacentes debe de ser de $1/T_s$ hertzios.

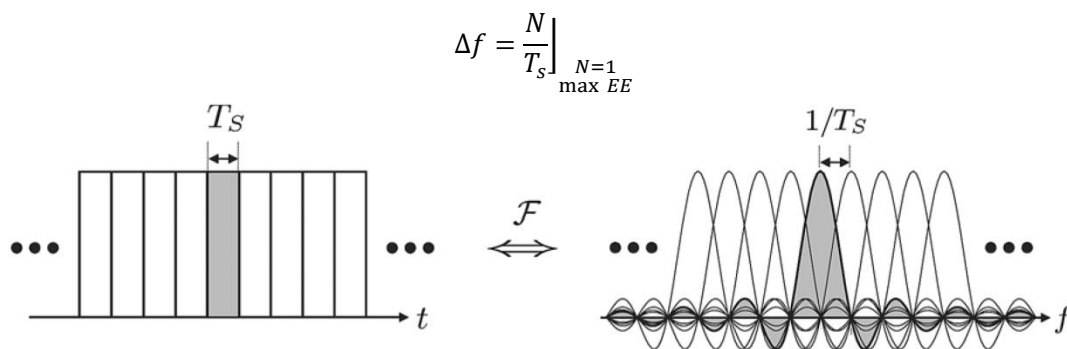


Figura 7.4: Forma de onda y espectro de la modulación OFDM [Winzer, P.J., 2012].

A pesar de que se produzca solapamiento espectral entre subportadoras, éstas son nulas en el pico máximo de las portadoras adyacentes y mediante la *Transformada de Fourier Discreta* (DFT) será posible recuperar la información digital transportada por cada subportadora. El algoritmo que implementa la DFT se conoce como FFT o *Fast Fourier Transform*. Desde el punto de vista de teoría de la señal, en un sistema OFDM se debe aplicar la IFFT en transmisión y la FFT en recepción [Oppenheim, A.V. and Young, I.T., 1983; Hillerkuss, D. *et al.*, 2011]. De esta forma el diagrama de bloques del transmisor y del receptor quedará configurado de la siguiente manera:

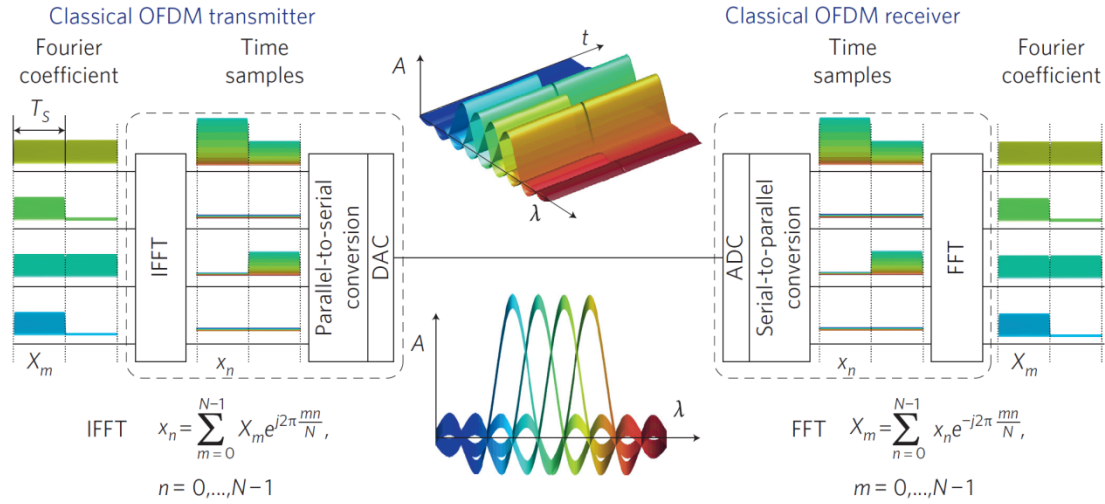


Figura 7.5: Generación y recepción clásica de la modulación OFDM. Dominio eléctrico de la señal [Hillerkuss, D. *et al.*, 2011].

Trasladando estas ideas al dominio óptico, la modulación OFDM puede ser aprovechada en transmisiones DWDM más allá de 100G para reducir el tamaño de las constelaciones M-QAM empleadas. La tecnología integrada OFDM-M-QAM propone dividir la banda de cada canal óptico DWDM en varias subportadoras M-QAM ortogonales de menor velocidad. Así, en vez de tener que trabajar con una constelación M-QAM de gran tamaño a 400 Gb/s o 1 Tb/s, ésta quedará dividida en varias subconstelaciones de menor velocidad y de menor número de símbolos, asignadas cada una a subportadoras diferentes dentro de la rejilla DWDM en la que se esté trabajando.

Por ejemplo, para conseguir los 400 Gb/s en un sistema DWDM-50 GHz grid, en vez de usar una modulación PDM-256QAM se puede plantear un esquema PDM-OFDM-64QAM. En cada polarización, la portadora inicial 256-QAM quedará sustituida por 5 subportadoras 64-QAM de 50 Gb/s cada una separadas entre sí 8,33 GHz (10 subportadoras en total entre las dos polarizaciones). Con este esquema de modulación no solo se alcanzarían los 400 Gb/s sino que se conseguiría llegar hasta los 500 Gb/s en un solo canal óptico.

La integración de las modulaciones M-QAM con la tecnología OFDM se traduce en una serie de ventajas muy claras:

- Cada subportadora tendrá asignada una subconstelación M-QAM de menor nivel, permitiendo aligerar la OSNR requerida en recepción.
- La ortogonalidad entre subportadoras permite el solapamiento espectral entre las mismas, aumentando la EE del sistema y su robustez frente a la diafonía no lineal.
- Se incrementa la tolerancia de cada canal WDM a la dispersión cromática de la fibra. En lugar de ocupar toda la banda DWDM mediante una sola constelación digital, ésta queda dividida en subportadoras M-QAM ortogonales entre sí y de menor anchura espectral, por lo que la diferencia entre los retardos de grupo de las distintas componentes espectrales de cada subconstelación M-QAM será menor tras su propagación por la fibra.

- Permite la compatibilidad con otras técnicas digitales como la modulación codificada de Trellis (TCM). A las ramas entrantes o salientes de un estado del diagrama “Trellis” se las puede asignar subconstelaciones M-QAM con la mayor distancia euclídea posible en el plano complejo. Así se garantizará que símbolos digitales consecutivos en el tiempo tengan asignados puntos del plano complejo lo más separados que sea posible. De esta manera se conseguirá reducir aún más la OSNR requerida en recepción.

No obstante, no todo son ventajas ya que a día de hoy no se consiguen fácilmente transmisiones a 400 Gb/s con estas propuestas. Actualmente, los sistemas ópticos comerciales OFDM implementan la FFT y la IFFT en etapas eléctricas, y es precisamente en esta parte donde surge la principal limitación tecnológica. La velocidad máxima que se ha alcanzado hasta el momento en dichas operaciones se encuentra alrededor de los 102 Gb/s [Hillerkuss, D. *et al.*, 2011] y el reto no consiste en aumentar la velocidad operacional de estos algoritmos, sino en realizar la migración a etapas exclusivamente ópticas (*All-Optical OFDM*) [Rhee, J.-K.K., *et al.*, 2011; Gunning, F.C.G., *et al.*, 2012; Kang, I., 2012].

En resumen, el desarrollo de las transmisiones ópticas DWDM a 400 Gb/s y 1 Tb/s es una batalla con dos frentes abiertos: por un lado la disminución de la OSNR requerida en recepción (requisito básico para comunicaciones de larga y ultralarga distancia) y por otro el aumento de la tolerancia a las no linealidades de la fibra. Recopilando las ideas expuestas a lo largo de esta sección y durante toda la memoria, las áreas potenciales de estudio que se deben desarrollar son:

- Sistemas punto-a-punto “All-Optical” PDM-OFDM-M-QAM: se tendrá que realizar la migración del dominio eléctrico al óptico en los algoritmos de la FFT e IFFT para los sistemas que empleen subportadoras ortogonales.
- Fibras Ópticas Multinúcleo (SDM): para implementar la multiplexación espacial y conseguir así la paralelización de flujos independientes de datos por medio de una mayor integración óptica de guías onda.
- Fibras monomodo de alto coeficiente de dispersión cromática (LongLine): con el objetivo de conseguir una mayor tolerancia a las no linealidades Kerr de la fibra.
- Detección Coherente+Procesado Digital de la Señal (DSP): se requieren nuevos algoritmos más eficientes de compensación de la GVD, PMD y no linealidades. Una mayor tolerancia a las no linealidades permite incrementar la potencia lanzada en transmisión y obtener una mayor OSNR en recepción.
- Mejora de la Tecnología de Microondas: la frontera actual de los 60 Gbaudios en los circuitos de radiofrecuencia debe ser superada para las transmisiones WDM más allá de los 100 Gb/s por canal [Bennett, G., 2012].
- Soft-Decision Forward Error Correction (SD-FEC): los nuevos estándares Ethernet requerirán mejorar la ganancia FEC con algoritmos y códigos más eficientes [Saunders, R., 2011].
- Trellis Coded Modulation (TCM): se debe buscar una integración óptima de esta técnica con los nuevos formatos PDM-OFDM-M-QAM que permita aligerar la $OSNR_{req}$ en recepción.
- Optimización geométrica de la constelación: Las constelaciones M-QAM rectangulares son las más fáciles de implementar pero no son las más eficientes. Una forma circular aumentaría la distancia euclídea mínima entre símbolos y relajaría la OSNR requerida en recepción, traduciéndose en una mejora de la sensibilidad del sistema y de la tolerancia a las no linealidades de la fibra.

ANEXO 1: MODULADORES ELECTROÓPTICOS

Un cristal electroóptico con la adecuada orientación puede modular la intensidad y la fase de una señal óptica con una tensión eléctrica aplicada en la dirección correcta. El Niobato de Litio (LiNbO_3) es el cristal electroóptico más común usado para fabricar moduladores externos de tipo electroóptico [Sinsky, J.H and Winzer, P.J., 2009; Mahapatra, A. and Murphy, E.J., 2002].

A1.1 MODULADOR ELECTROÓPTICO DE FASE

La generación de una señal de fase modulada requiere un modulador externo capaz de cambiar la fase óptica cuando se aplique una tensión eléctrica al mismo. En un cristal de LiNbO_3 , si se aplica un campo eléctrico a lo largo del eje z según la figura A1.1, el índice de refracción del material cambia en un valor dado por la expresión:

$$\Delta n = \frac{1}{2} n_r^3 r_{33} E_z \quad [A1.1]$$

Donde r_{33} es el coeficiente electro-óptico del modulador con un valor de $328 \cdot 10^{-6} \mu\text{m/V}$ para el LiNbO_3 , y E_z es el campo eléctrico aplicado a lo largo del eje z . El desplazamiento de fase que sufre la señal óptica de entrada, tras recorrer una longitud L_i es:

$$\Delta \phi_0 = \frac{2\pi \Delta n L_i}{\lambda_0} = \pi n_r^3 r_{33} \frac{V L_i}{d \lambda_0} \text{ (rad)} \quad [A1.2]$$

Siendo λ_0 la longitud de onda de la señal óptica en el vacío. La tensión necesaria para provocar un desplazamiento de fase de 180° se define como V_π y será un parámetro de diseño fundamental en cualquier modulador electroóptico de fase. Su expresión para el modulador de la figura A1.1 es: $V_\pi = \frac{d \lambda_0}{n_r^3 r_{33} L_i} \text{ (V)}$.

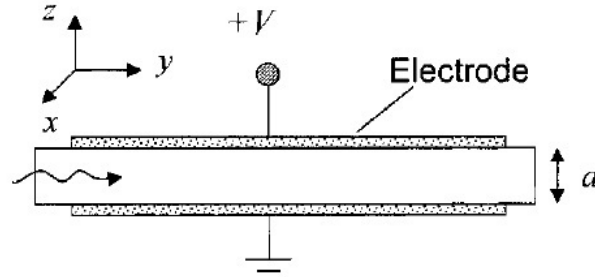


Figura A1.1: Estructura conceptual de un modulador óptico de fase [Keang-Po Ho, 2005].

En el diseño de un modulador de fase, uno de los principales objetivos es reducir el valor de la tensión V_π para consumir la menor potencia eléctrica posible durante la modulación. Esto se conseguiría incrementando el coeficiente L_i/d , lo que aumentaría a su vez la capacidad interna del modulador provocando una respuesta temporal más lenta a un estímulo en su entrada. La principal consecuencia de esto es que el modulador se volvería más lento y su ancho de banda se reduciría. Por lo tanto habrá que llegar a un compromiso de diseño entre ancho de banda y consumo de potencia eléctrica. En redes ópticas de banda ancha, más allá de los 100 Gb/s por

canal, interesa tener un modulador de gran ancho de banda a pesar de que ello implique consumir una mayor potencia eléctrica en el mismo.

La figura A1.2 muestra el diseño de un modulador de fase denominado “*traveling-wave*”. Ésta es una implementación más real que la mostrada en la figura anterior, puramente didáctica. La estructura responde al mismo esquema que la figura A1.1, aunque ahora el diseño se hace en tecnología de microondas. En el modulador “*traveling-wave*”, en principio, si la luz de la guía óptica y la señal eléctrica moduladora viajan a la misma velocidad, se conseguirá un ancho de banda infinito. Sin embargo, cualquier desajuste entre sus velocidades será la causa principal de una drástica limitación en el ancho de banda del modulador.

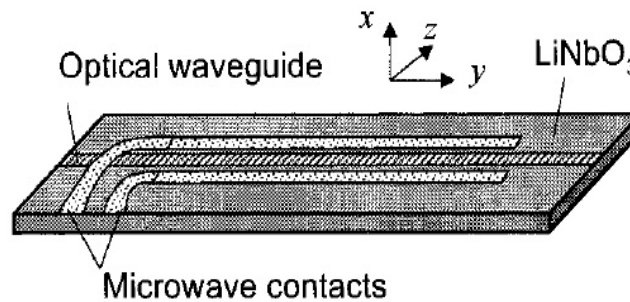


Figura A1.2: Modulador de fase traveling-wave [Keang-Po Ho, 2005].

En un modulador traveling-wave hay dos métodos para acoplar el campo eléctrico a la guía óptica: usando un corte según el eje x o según el eje z en el cristal de LiNbO_3 . El corte según el eje z muestra una mejor constante de acoplo entre el campo eléctrico y el campo óptico. La figura A1.3 ilustra ambas estrategias de diseño.

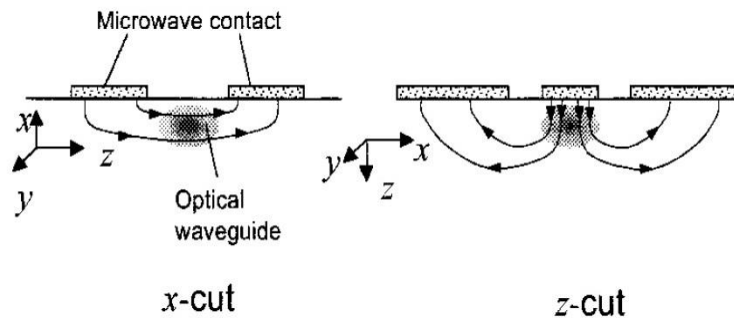


Figura A1.3: Guíaondas basado en un modulador de fase traveling-wave usando distintas estructuras de acoplo entre el campo eléctrico y el campo óptico en un cristal de Niobato de Litio [Keang-Po Ho, 2005].

Con permiso del lector, y dado que se persigue la implementación de los moduladores externos en redes de banda ancha, me gustaría reincidir en el hecho de que la gran limitación al ancho de banda proporcionado por un modulador de fase traveling-wave proviene de un desajuste entre las velocidades de la señal óptica y la eléctrica dentro de la estructura del modulador. De hecho, observando la ilustración A1.4 se puede ver como un desajuste de solo el 5% entre ambas señales reduce el ancho de banda del modulador de 50 GHz a menos de 22 GHz.

En el diseño de moduladores externos, además del ajuste de impedancias y la reducción de las pérdidas de inserción, el desajuste de velocidades entre la señal óptica y eléctrica es la gran limitación que se debe solventar [Hans-Georg, W. *et al.*, 2007].

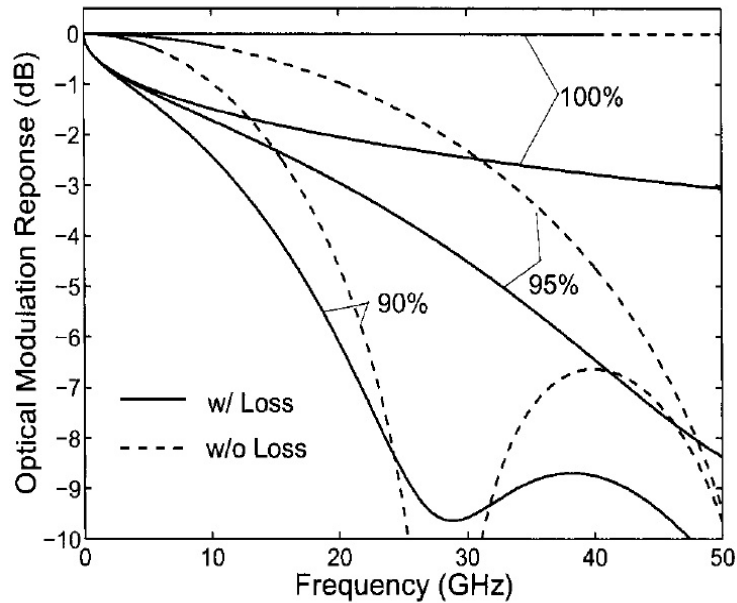


Figura A1.4: Limitación del BW por el desajuste de velocidades en un modulador de fase [Hans-Georg, W. *et al.*, 2007].

A1.2 MODULADOR ELECTROÓPTICO DE AMPLITUD – MZM

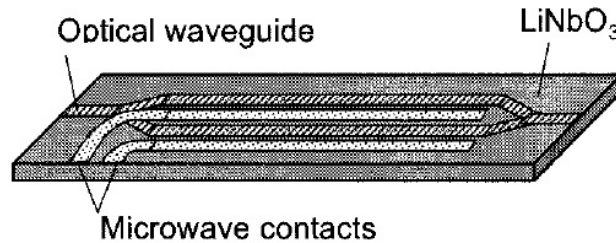


Figura A1.5: Esquema de un modulador de amplitud basado en el interferómetro Mach-Zehnder [Hans-Georg, W. *et al.*, 2007].

La modulación de la intensidad óptica mediante un láser de semiconductor genera chirping de frecuencia y limita la distancia de propagación [Mahapatra, A. and Murphy, E.J., 2002]. Un modulador externo de amplitud generalmente provee de mejor calidad a la señal generada y llega a velocidades de transmisión donde la modulación directa se queda corta, lo que convierte a estos dispositivos en elementos fundamentales en las redes ópticas de alta velocidad.

La figura A1.5 ilustra un modulador de amplitud basado en una estructura interferométrica Mach-Zehnder (MZM). La señal óptica de entrada es dividida en dos caminos por una unión en Y. Cada camino óptico sufre una modulación de fase diferente de manera que la combinación final en la unión en Y de salida obtiene una señal modulada tanto en fase como en amplitud. Siendo $V(t)$ la tensión aplicada a los contactos de microondas (zonas grises del dibujo), la función de transferencia del modulador es una función no lineal sinusoidal:

$$\frac{|E_o|^2}{|E_i|^2} = \cos^2 \left[\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi} \right] \quad [A1.3]$$

En la figura A1.6 se representa la gráfica de la función de transferencia. La tensión necesaria para conmutar el modulador de un máximo a un mínimo de transferencia es justamente V_π . Esta gráfica es fundamental para entender cómo se consiguen generar los formatos de modulación propuestos para transmisiones de banda ancha (*capítulo 2*).

La expresión general analítica que relaciona $E_o(t)$ con $E_i(t)$ viene dada por la siguiente ecuación:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left\{ \exp \left[\frac{j(1+\alpha)\pi V(t)}{2 V_\pi} \right] + \exp \left[-\frac{j(1-\alpha)\pi V(t)}{2 V_\pi} \right] \right\} \quad [A1.4]$$

donde α es el coeficiente chirp del modulador y $V(t)$ es la señal eléctrica moduladora. La relación entre las intensidades de entrada y salida, $|E_o|^2$ y $|E_i|^2$, es la función de transferencia de la figura A1.6 y es independiente del coeficiente chirp del modulador.

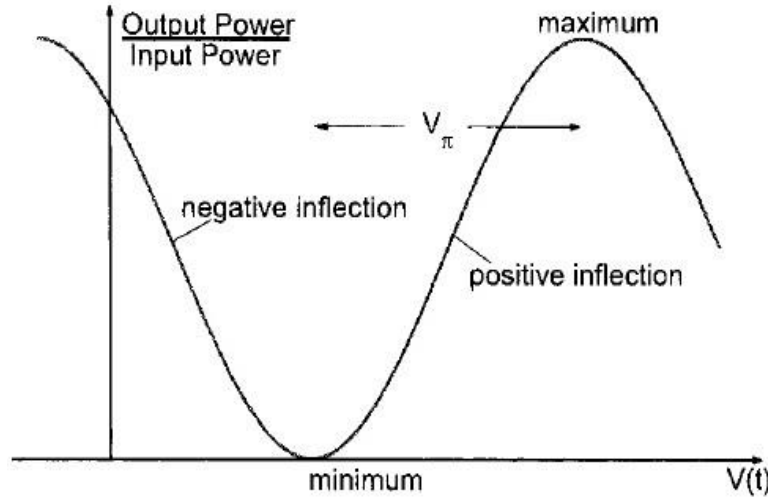


Figura A1.6: Función de transferencia característica de un modulador Mach-Zehnder [Hans-Georg, W. *et al.*, 2007].

Si el coeficiente chirp no es nulo, tanto la amplitud como la fase de la portadora óptica son moduladas por la señal $V(t)$. Gracias a ello un modulador de amplitud MZI puede ser empleado tanto para generar modulaciones de intensidad como modulaciones de fase.

Existen tres estructuras diferentes de acoplo de la señal moduladora $V(t)$ a la guía óptica: *x-cut single-drive*, *z-cut dual-drive*, *z-cut single-drive*. Cada estructura difiere de las demás según la simetría que haya entre los ejes del cristal de LiNbO_3 . La ilustración A1.7 muestra las tres arquitecturas posibles.

En el modulador *x-cut single drive* los dos caminos del MZI son modulados en fase con desplazamientos de fase antipodales $\pm \pi V(t)/2V_\pi$, lo que garantiza que el presente modulador tenga un factor chirp nulo. Así la relación entrada-salida viene descrita por la expresión:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left[\exp \left(-j\pi \frac{V(t)}{2V_\pi} \right) + \exp \left(j\pi \frac{V(t)}{2V_\pi} \right) \right] = E_i \cos \left[\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi} \right] \quad [A1.5]$$

Una modulación de amplitud de factor chirp nulo posee la ventaja de que las fluctuaciones en la amplitud de la señal moduladora no se traducen en fluctuaciones en la fase de salida y por lo tanto se evita un ensanchamiento innecesario del espectro óptico. La desventaja es que la fase de la modulación solo alcanza dos valores: 0 y π , equivalente a ± 1 en la amplitud del campo de salida. Por ello este modulador de amplitud, usado como modulador de fase, solo puede generar señales binarias PSK o DPSK.

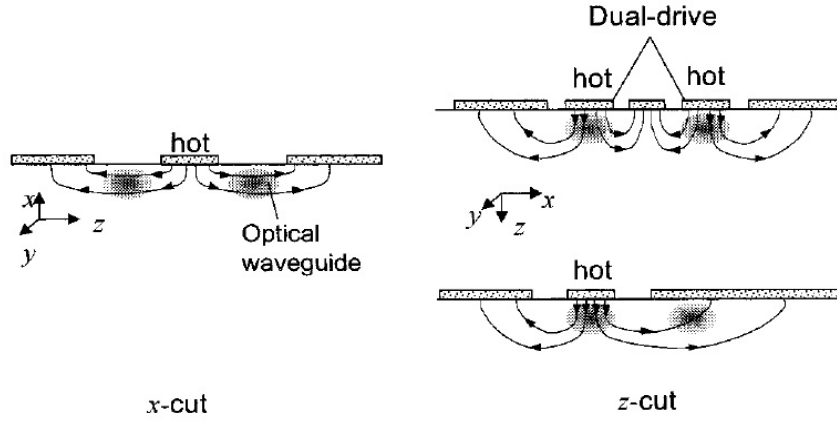


Figura A1.7: Tres diferentes estructuras para un modulador Mach-Zehnder usando cortes según eje x o según el eje z en un cristal de Niobato de Litio [Keang-Po Ho, 2005].

Usando la estructura **z-cut** entramos en el grupo de moduladores de factor chirp no nulo. La estructura **single-drive** presenta un chirp fijo, típicamente con un valor de ± 0.75 . El modulador **dual-drive** tiene sin embargo un coeficiente chirp ajustable. Asumiendo que los dos brazos del Mach-Zehnder tienen idéntica estructura, el coeficiente chirp del modulador dual-drive es:

$$\alpha = \frac{V_1(t) + V_2(t)}{V_1(t) - V_2(t)} \quad [A1.6]$$

Donde $V_1(t)$ y $V_2(t)$ son las tensiones de conducción de los dos brazos del MZM. La relación entrada-salida del dual-drive responde a la expresión:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left[\exp\left(j\pi \frac{V_1}{V_\pi}\right) + \exp\left(j\pi \frac{V_2}{V_\pi}\right) \right] \quad [A1.7]$$

Aunque el chirp conlleva un ensanchamiento del espectro óptico también permite generar más valores en la fase del campo óptico de salida. La gran ventaja del dual-drive es que es un modulador polivalente: se puede emplear como simple modulador de amplitud con *zero-chirp* si las tensiones son opuestas ($V_1 = -V_2$), o bien como un modulador de fase multinivel para generar señales M-PSK y M-QAM.

El modulador dual-drive al tener chirp ajustable puede ser usado para compensar la dispersión cromática mediante la técnica “*prechirping en transmisión*”. El chirp inducido en la señal óptica debe ser de signo contrario a las características dispersivas de la fibra, de manera que se compense la dispersión durante la propagación de la señal por la fibra.

La unión en Y del MZI debe dividir la señal óptica de entrada en dos partes iguales, comportándose como un acoplador 50:50. Si la unión presenta pérdidas de exceso en un valor γ_s , la relación de potencia entre el máximo y mínimo de transmisión de la figura A1.6 es igual a

$$r_{ex} = \left(\frac{1 + \gamma_s}{1 - \gamma_s} \right)^2 \quad [A1.8]$$

El parámetro r_{ex} recibe el nombre de relación de extinción. Un diseño óptimo de un modulador Mach-Zehnder garantiza una relación de extinción superior a 20 dB, valor por otro lado suficiente puesto que para un diagrama de ojo la relación de extinción está normalmente limitada entre 10 y 12 dB debido a las consecuencias sobre el rendimiento del sistema que generarían las fluctuaciones no deseadas en la amplitud de las señales moduladoras.

ANEXO 2: TRANSMISOR ÓPTICO (D)PSK

En el capítulo 2 se presentó la arquitectura de un transmisor óptico para la modulación de fase binaria PSK/DPSK. Un primer modulador MZM se encargaba de generar un tren de pulsos ópticos constante (NRZ, RZ o CSRZ) y el segundo modulador modulaba la fase de dicho tren en sincronización con los datos digitales de la fuente. Esta segunda etapa podía ser implementada por un modulador de fase ($\{0, \pi\}$ rad) o por un modulador de amplitud MZM que mantuviese o invirtiese la amplitud del campo óptico del tren (± 1).

En la primera parte de este anexo se compararán ambas posibilidades (PM vs MZM) para intentar descubrir qué opción proporciona mejores resultados. En la segunda parte se analizarán los problemas surgidos durante la generación de las señales RZ-(D)PSK de diferentes ciclos de trabajo.

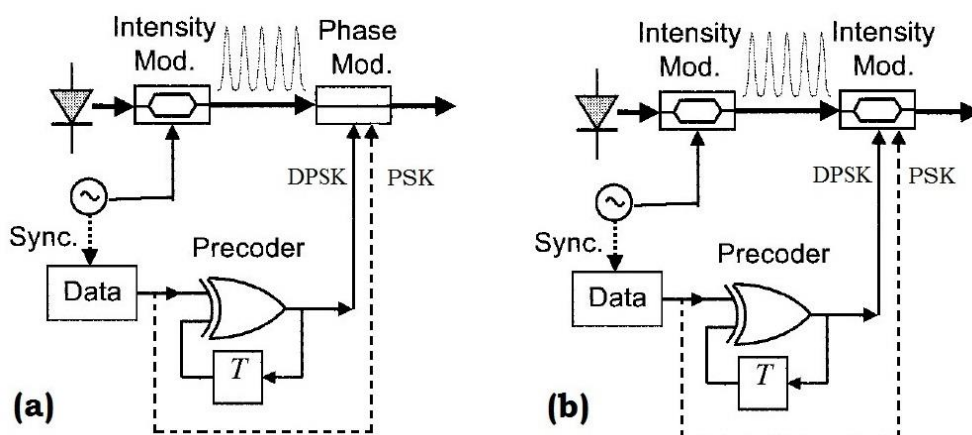


Figura A2.1: Dos transmisores (D)PSK. Segunda etapa implementada con: (a) un modulador de fase o (b) un modulador de amplitud MZM [Keang-Po Ho, 2005].

A2.1 MODULADOR DE FASE VS MODULADOR MZM

En la segunda etapa del transmisor (D)PSK, uno puede elegir entre usar un modulador PM o un MZM. La diferencia entre los dos esquemas de modulación posibles está indicada en la figura A2.2 (a) y (b).

El PM modula la fase a lo largo del círculo unidad manteniendo la envolvente del campo óptico constante. Como la fase óptica sigue las variaciones de la señal eléctrica moduladora, la velocidad de las transiciones en la fase óptica estará limitada por la combinación del ancho de banda del circuito eléctrico de la señal moduladora y del ancho de banda del PM. Cualquier imperfección o rizado en la forma de onda de la señal eléctrica moduladora se traducirá en fluctuaciones no deseadas de la fase óptica.

En cambio, un MZM modula la fase a lo largo del eje real de la constelación, pasando por el origen del campo óptico. Genera siempre saltos de fase de π radianes independientemente de que la señal moduladora presente rizados no deseados en su amplitud. En este caso los rizados de la señal moduladora se traducirán en variaciones no deseadas de la intensidad óptica. Dichas

variaciones de la intensidad óptica se producirán en la localización de las transiciones de fase entre símbolos, estrechándose a medida que se incremente la tasa de bit.

En transmisiones por encima de los 20 Gbps es preferible sufrir pequeñas fluctuaciones en la envolvente que errores no deseados en la fase. Por ello la mayoría de los sistemas (D)PSK de banda ancha usan en la segunda etapa del transmisor un MZM. Sin embargo, en sistemas (D)PSK por debajo de los 20 Gbps, las fluctuaciones no deseadas de la intensidad óptica pueden introducir una penalización mayor en la OSNR que las fluctuaciones de fase generadas por un PM, debido principalmente a que en estas tasas de bit aparecen el SPM y el XPM como no linealidades predominantes. Ambos efectos no lineales se estimulan con variaciones en la intensidad óptica, por eso para velocidades de 1 a 20 Gbps es preferible emplear un PM en la segunda etapa del bloque transmisor [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005].

La figura A2.2 (c) pone de manifiesto la diferencia entre los dos moduladores si la potencia de salida y el ancho de banda de la señal eléctrica moduladora no son elegidos de forma óptima, que es prácticamente el caso de la mayoría de los sistemas (D)PSK de alta velocidad. La figura muestra la penalización sufrida en la OSNR para una señal 33% RZ-DPSK con un $\text{BER} = 10^{-10}$ en función del ancho de banda normalizado de la señal moduladora de un PM y un MZM.

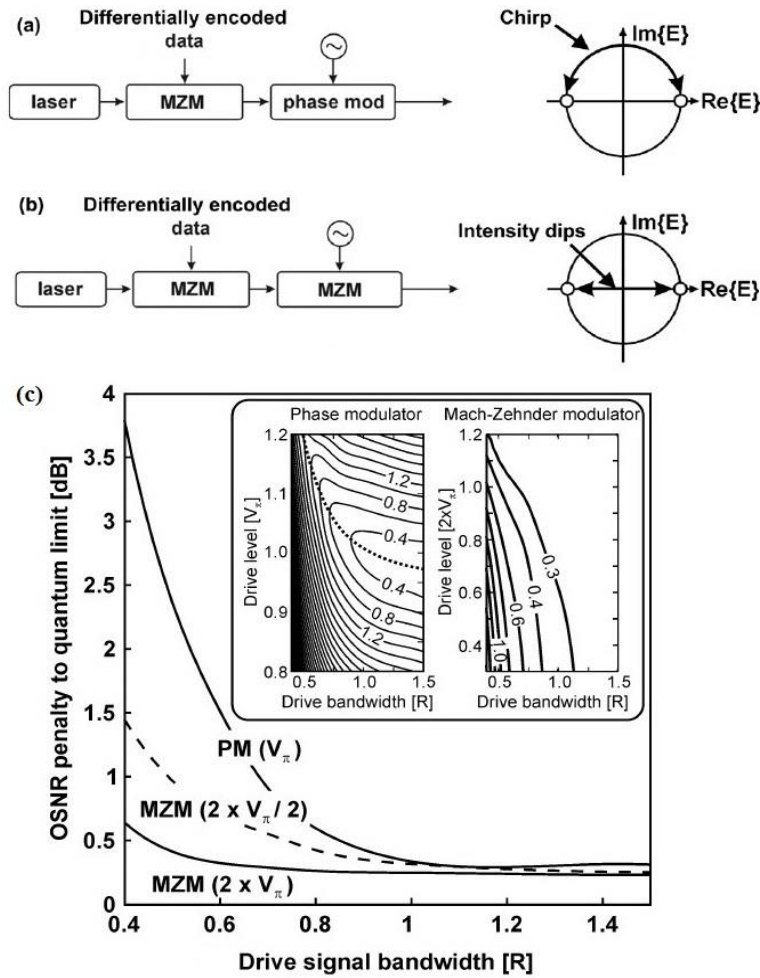


Figura A2.2: Dos transmisores PSK/DPSK. (a) Transmisor (D)PSK implementado con un PM en la segunda etapa. (b) Transmisor (D)PSK implementado con un MZM en la segunda etapa. (c) Penalización en la OSNR para una señal 33% RZ-DPSK en función del BW de la señal eléctrica moduladora en los dos casos anteriores (*PM vs MZM*) [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005].

Usando un PM, para bajos valores en el ancho de banda de la señal eléctrica moduladora la penalización en la OSNR es muy severa debido a las fluctuaciones de fase no deseadas en la señal 33% RZ-DPSK generada. Por contrapartida, usando un MZM, un insuficiente ancho de banda de la señal eléctrica moduladora solo se traduce en un rizado residual de la intensidad óptica, dejando intacta la fase óptica de la señal. En este caso la penalización en la OSNR de la señal 33% RZ-DPSK obtenida es mucho menor que empleando el PM en la 2ª etapa.

En un MZM, un desajuste de la tensión de la señal moduladora en un 50% puede llegar a suponer solamente una penalización de 0.7 dB en la OSNR, frente a una penalización de 1.5 dB que sufriríamos con un PM en la misma situación. No obstante, un insuficiente ancho de banda en la señal moduladora del PM se puede compensar incrementando el nivel de potencia de la misma. El recuadro superior de la figura A2.2 (c) muestra los niveles óptimos de potencia eléctrica que debe tener la señal moduladora en el PM y en el MZM para diferentes anchos de banda.

A2.2 PROBLEMAS SURGIDOS DURANTE LA GENERACIÓN DE LAS SEÑALES RZ-(D)PSK

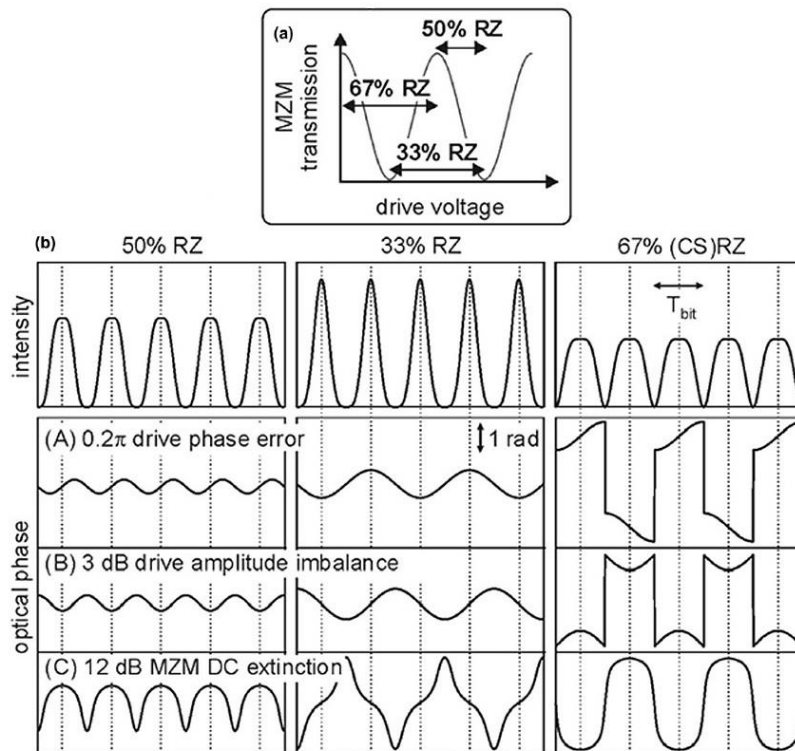


Figura A2.3: Formas de onda e imperfecciones en la generación de señales RZ-(D)PSK con diferentes ciclos de trabajo [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005].

Puesto que (D)PSK transporta la información en la fase (PSK) o en sus transiciones (DPSK), las distorsiones de fase pueden tener un grave impacto en el rendimiento del sistema. En el transmisor, dichas distorsiones tienen principalmente su origen en las imperfecciones surgidas durante la generación del tren de pulsos RZ en el MZM de la primera etapa (figura A2.1).

Con el fin de operar con pulsos libres de chirp (fase residual no deseada), un MZM dual-drive debe tener una relación de extinción infinita y las dos señales moduladoras han de ser de la misma amplitud y con fases antipodales. Cualquier incumplimiento de estas condiciones produce inevitablemente pulsos RZ con chirp no nulo, provocando un ensanchamiento innecesario del espectro óptico y reduciendo la tolerancia de la modulación a la GVD. La figura A2.3.(a) recuerda la manera de generar los pulsos RZ con un MZM para los tres ciclos de trabajo más comunes: 33%, 50% y 67% (CSRZ).

Conviene destacar tres factores importantes de la figura anterior en relación con las imperfecciones surgidas durante la generación de los pulsos RZ. En primer lugar, en la señal 50% RZ-(D)PSK las variaciones de la fase residual óptica son idénticas en cada bit (figura A2.3.b.A), mientras que en los ciclos de trabajo del 33% y 67% esas variaciones son diferentes entre bits adyacentes. En DPSK, puesto que la información se codifica en la fase diferencial existente entre bits consecutivos, se encontrará una mayor degradación debido al factor chirp en los ciclos del 33% y 67% que en 50%.

En segundo lugar, podemos ver en (C) que el chirp generado debido a una relación de extinción finita en el dual-drive puede ser parcialmente compensado desequilibrando las amplitudes de las dos señales moduladoras del MZM.

En tercer lugar (B), para 33% RZ-(D)PSK un desequilibrio en la amplitud de la señal moduladora conduce a transiciones lineales de fase en el centro del pulso (desplazamientos de la frecuencia óptica), mientras un error de fase produce un desplazamiento constante de la fase en el centro del pulso. Puesto que en caso diferencial DPSK, un desplazamiento en la frecuencia óptica no perturbará la fase diferencial entre bits adyacentes, encontraremos en la señal 33% RZ-DPSK una mayor tolerancia frente a desequilibrios en la amplitud que frente a desequilibrios en la fase de la señal moduladora. Justo lo contrario que ocurre para 67% RZ-DPSK, donde hay una mayor tolerancia a fluctuaciones en la fase que a fluctuaciones en la amplitud de la señal moduladora del Mach-Zehnder de la 1ª etapa.

ANEXO 3: TRANSMISORES ÓPTICOS (D)QPSK

Existen diversas formas de generar una modulación de fase en cuadratura para su propagación por la fibra óptica. A continuación se explican todas las posibilidades con el fin de dar una idea general de cada una de ellas y conocer cuál es la arquitectura de transmisión que se ha impuesto frente a las demás:

i) La primera opción presentada es la que más calidad va a aportar a la señal (D)QPSK así generada. Consiste en un *transmisor en cuadratura convencional* con señales moduladoras $V_I(t)$ y $V_Q(t) = \pm V_\pi$ con las que se obtienen las partes real e imaginaria de los puntos de la constelación. Con el desplazamiento de fase de $\pi/2$ en la rama Q, la señal óptica generada será:

$$s(t) = \pm \cos(\omega_c t) \pm \sin(\omega_c t)$$

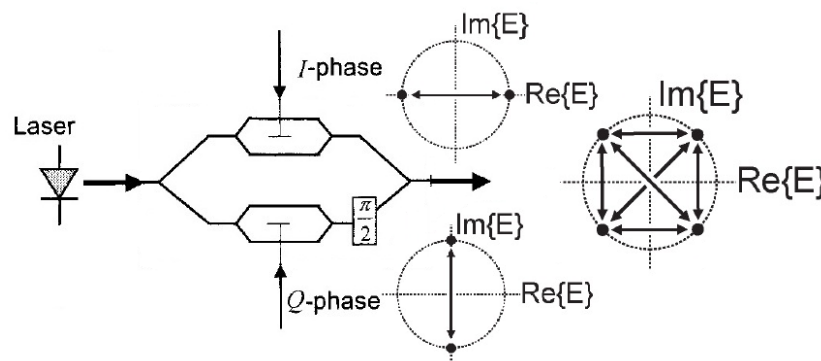


Figura A3.1: Modulador en cuadratura convencional basado en dos MZM dentro de una estructura interferométrica [Keang-Po Ho, 2005].

Un modulador en cuadratura convencional consta de dos moduladores Mach-Zehnder situados dentro de una estructura interferométrica como la de la figura A3.1. Si el MZM superior (rama I) genera una portadora tipo coseno, el MZM inferior junto con el desplazador de fase de $\pi/2$ radianes generará una portadora de tipo seno (rama Q). Los dos moduladores Mach-Zehnder deben tener coeficiente chirp nulo y trabajar con una señal moduladora de tensión pico a pico de $2V_\pi$ voltios. Con los dos MZM más el desplazador de fase dentro de un interferómetro, el modulador QAM convencional es muy complejo de fabricar. Si además se construye usando componentes discretos será muy caro, por lo que se tiende a implementarlo sobre circuitos fotónicos integrados (PIC).

Requiere un control eléctrico externo de las señales moduladoras en ambas ramas para garantizar su mutua sincronización. En caso contrario, tanto el ancho de banda del modulador como la calidad de la señal obtenida se verán comprometidos. El transmisor QAM convencional puede ser fabricado en LiNbO_3 o usando el efecto electro-óptico en un semiconductor.

Existen otras alternativas más económicas y simples desde el punto de vista del diseño óptico para generar la constelación (D)QPSK, aunque la gran ventaja de emplear este esquema es que la señal generada será de gran calidad pues el rizado indeseado de las señales moduladoras $V_I(t)$ y $V_Q(t)$ se traducirá solo en fluctuaciones de intensidad óptica, mientras que la fase (donde viaja codificada la información) se mantendrá estable. Es decir, el modulador QAM convencional tiene la gran ventaja de que no genera la señal (D)QPSK con ruido de fase.

ii) La segunda propuesta plantea usar dos moduladores de fase conectados en serie, ambos modulados por señales binarias independientes. Un modulador proveería una modulación de fase sobre la portadora de 0 y π radianes, mientras que el otro modulador generaría una modulación de fase de $\pm\pi/2$.

El inconveniente de emplear moduladores de fase es que el rizado en las señales moduladoras se traduciría en fluctuaciones no deseadas en las fases de la constelación (D)QPSK, lo que conllevaría una penalización importante en el rendimiento del sistema para transmisiones superiores a 10 Gbaudios. Una mejora posible a la estructura mencionada es sustituir el modulador de fase que genera 0 y π radianes por un modulador de amplitud de chirp nulo que mantenga o invierta el campo óptico, de manera que el rizado de la señal moduladora se traduzca en fluctuaciones de intensidad y no en ruido de fase.

iii) La tercera alternativa posible es la de emplear un modulador de fase gobernado por una señal eléctrica moduladora de cuatro niveles para generar las fases $\pm\pi/4$ y $\pm3\pi/4$. Sin embargo este esquema cuenta con dos inconvenientes. El primero es que se torna difícil implementar una señal eléctrica de cuatro niveles que siga a las elevadas frecuencias con las que se pretende trabajar en los actuales estándares Gigabit Ethernet. El segundo inconveniente es el común denominador derivado de cualquier modulador de fase: los rizados de las señales eléctricas moduladoras generan ruido de fase en la constelación (D)QPSK.

iv) La última alternativa es junto con la primera la que mejor acogida ha tenido debido a su sencillez de diseño y al bajo ruido de fase que introduce en la constelación (D)QPSK así generada. Propone emplear un modulador Mach-Zehnder con la configuración “*z-cut dual-drive*” (figura A1.7).

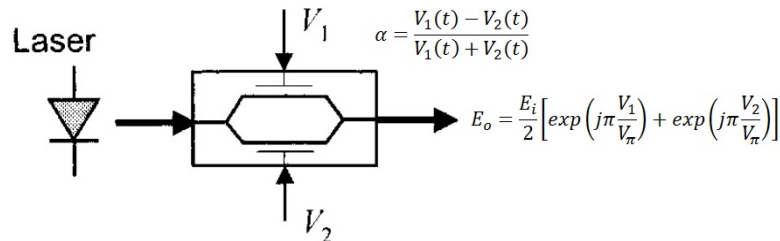


Figura A3.2: Modulador Mach-Zehnder dual-drive. El parámetro α es el coeficiente chirp del modulador, ajustable para esta configuración [Keang-Po Ho, 2005].

Este último modulador aporta una gran versatilidad en la generación de (D)QPSK. Permite obtener dicha modulación mediante señales moduladoras (V_1 y V_2) de cuatro, tres o dos niveles eléctricos. La figura A3.3 representa cada uno de los tres casos. En la imagen (a) el MZM se emplea como modulador de fase de cuatro niveles. Esta opción, además de ser la más compleja de implementar a nivel eléctrico, tiene el inconveniente de que los rizados en V_1 y V_2 se traducirán directamente en ruido de fase sobre la constelación (véase la tabla A.1).

Las opciones (b) y (c) generar la modulación con menos niveles en las señales moduladoras a costa de requerir más potencia en el campo óptico de entrada. Con solo dos y tres niveles eléctricos se consigue generar toda la constelación a costa de requerir más potencia en el modulador dual-drive para generar el mismo nivel de campo óptico a la salida. Por eso los casos (b) y (c) se representan con un diámetro mayor. Concretamente el diámetro en (a) es $1/\sqrt{2}$

menor que en los casos (b) y (c), lo que equivale a requerir la mitad de potencia en el campo óptico de entrada para generar la señal (D)QPSK con cuatro niveles en V_1 y V_2 . En cambio, en los esquemas de dos y tres niveles el modulador tiene unas pérdidas de inserción extras de 3 dB.

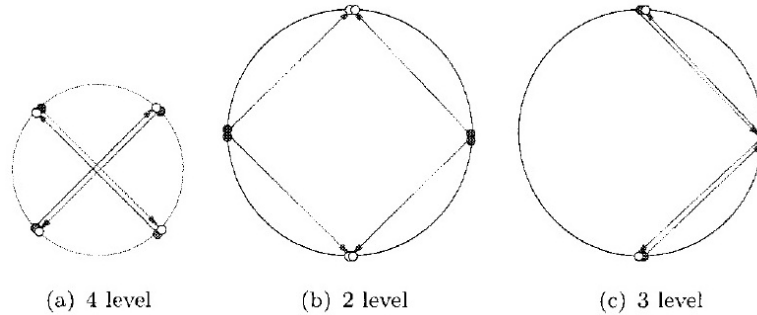


Figura A3.3: Generación de la señal (D)QPSK usando un modulador dual-drive con: (a) cuatro niveles, (b) dos niveles o (c) tres niveles en las señales moduladoras [Keang-Po Ho, 2005].

El caso del transmisor de dos niveles es particularmente interesante por su simplicidad. El modulador debe generar un campo óptico a su salida con las señales $\exp\left(j\pi\frac{V_1}{V_\pi}\right) = \pm 1$ y $\exp\left(j\pi\frac{V_2}{V_\pi}\right) = \pm j$. Por lo tanto, se debe alimentar al modulador dual-drive con dos señales moduladoras sinusoidales de valores pico a pico V_π voltios con $V_1 = \{0, V_\pi\}$ y $V_2 = \pm V_\pi/2$. Otra de las ventajas de esta arquitectura es que solo se requiere un simple control de polarización que vigile que los valores medios de las señales V_1 y V_2 trabajen con una diferencia de $V_\pi/2$ voltios.

El esquema de cuatro niveles obliga a trabajar en las señales moduladoras con un valor pico a pico de $1.5V_\pi$ voltios y con un control de polarización mucho más complejo. Trabajando con un menor número de niveles se reduce la potencia eléctrica requerida en las señales V_1 y V_2 , pero las pérdidas de inserción del modulador serán mayores.

Modelo completo del transmisor NRZ/RZ-(D)QPSK

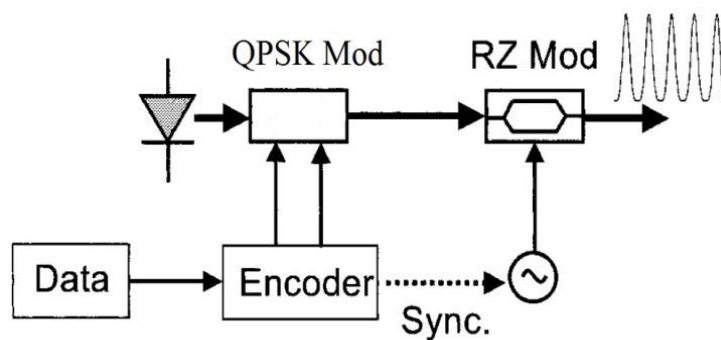


Figura A3.4: Transmisor RZ-(D)QPSK constituido por dos etapas. La primera genera la constelación (D)QPSK con pulsos NRZ mientras que la segunda etapa “talla” dichos pulsos y les da forma RZ con el ciclo de trabajo deseado [Winzer, P.J. y Gnauck, A.H., 2005].

Todas las arquitecturas presentadas generan la constelación (D)QPSK empleando como portadora un código NRZ. La figura A3.4 muestra cómo obtener la variante RZ-(D)QPSK: una primera etapa se encarga de generar la modulación NRZ-(D)QPSK mediante alguna de las opciones anteriores y una segunda etapa realiza la conversión de los pulsos de NRZ a RZ. En la práctica el modulador RZ puede ir antes o después del generador (D)QPSK, pero lo que es

fundamental es que genere los pulsos RZ en el estado estacionario de la señal NRZ-(D)QPSK, a mitad del intervalo de cada símbolo.

Para el formato diferencial DQPSK es necesario incluir un precodificador en la arquitectura que indique al modulador las transiciones de fase que se deben generar a partir de la información digital procedente de la fuente. Por el contrario, en la señal QPSK el precodificador no será necesario.

A la salida de la primera etapa la intensidad óptica debería ser idealmente un tren de pulsos de envolvente constante, sin oscilaciones ni rizados indeseados entre símbolos digitales. Pero en una situación real, la señal generada antes del modulador RZ puede tener ciertas oscilaciones no deseadas en dicha intensidad.

La figura A3.5 representa la intensidad óptica presente entre la primera y la segunda etapa. Usando en la primera etapa un modulador en cuadratura convencional o un dual-drive de dos o tres niveles habrá oscilaciones en la intensidad óptica durante las transiciones entre símbolos, mientras que para el dual-drive de cuatro niveles la envolvente de la señal se mantendrá constante.

La intensidad óptica del transmisor QAM convencional y del dual-drive de dos y tres niveles tiene oscilaciones no deseadas entre símbolos consecutivos. En esta situación, previa al modulador RZ, estas oscilaciones no deseadas en la intensidad equivalen a pulsos ópticos muy cortos que son particularmente perjudiciales ya que estimulan fácilmente las no linealidades de la fibra. Sin el tallador de pulsos RZ el modulador dual-drive de dos y tres niveles (casos c y d) no se puede emplear para generar señales NRZ-(D)QPSK ya que las fluctuaciones de intensidad son muy fuertes. Sin embargo, en el modulador QAM convencional las fluctuaciones de intensidad generadas se comprimen como consecuencia de la función de transferencia no lineal del modulador [Keang-Po Ho, 2005].

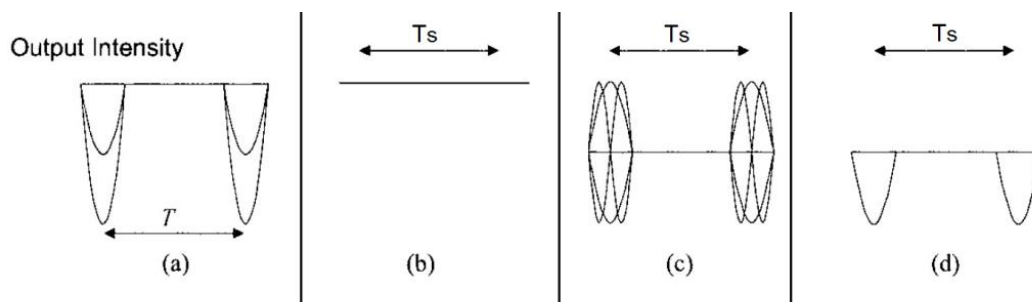


Figura A3.5: Señal óptica NRZ-(D)QPSK previa al modulador de pulsos RZ de la segunda etapa. Generada con: (a) un modulador QAM convencional de dos niveles, (b) un MZM dual-drive de cuatro niveles, (c) de dos niveles, (d) de tres niveles [Keang-Po Ho, 2005].

En las señales NRZ-(D)QPSK, el transmisor dual-drive de 2 y 3 niveles genera oscilaciones en su intensidad muy perjudiciales que lo hacen inviable sin el modulador RZ posterior. Con dichas oscilaciones el gran inconveniente es que se estimulan las no linealidades, las cuales inducirán una gran degradación en la constelación tras su propagación por la fibra. Pero haciendo uso del modulador RZ posterior el rizado anterior puede ser eliminado. Para ello dicho modulador debe generar los pulsos RZ dentro de la región en la que el generador (D)QPSK de la primera etapa esté en estado estacionario (mitad del periodo de símbolo). Así se conseguirá

que las fluctuaciones de intensidad óptica queden fuera de los pulsos RZ generados en esta segunda etapa.

Imperfecciones en las señales eléctricas moduladoras

La última cuestión que se va a comentar relacionada con la etapa de transmisión (D)QPSK hace referencia a los problemas derivados del rizado en la amplitud de las señales eléctricas moduladoras y sus consecuencias sobre la calidad de la señal (D)QPSK generada.

La tabla A.I indica la transferencia del jitter de amplitud de las señales moduladoras eléctricas por las distintas etapas de un transmisor óptico RZ-(D)QPSK. Compara la transferencia del jitter por cada etapa según qué configuración se emplee en el primer modulador de la figura A3.4: el transmisor en cuadratura convencional o el dual-drive de 2, 3 o 4 niveles. El punto de partida es un jitter de amplitud del 10% en las señales moduladoras.

Esquema	Jitter en señales moduladoras	Salida 1ª etapa NRZ-(D)QPSK	Salida 2º etapa RZ-(D)QPSK
Dual-drive 4 niveles	10%	10%	1%
Dual-drive 2 niveles	10%	30%	1,3%
Dual-drive 3 niveles	10%	30%	1,3%
QAM convencional	10%	3%	0,7%

Tabla A.I: Transferencia del rizado en la amplitud de las señales eléctricas por todas las etapas del transmisor (D)QPSK de la figura A3.4.

En el modulador dual-drive de 4 niveles el jitter de amplitud se mantiene en un 10% antes del modulador RZ. Generando los pulsos RZ en estado estacionario se consigue reducir el jitter al 1%. En el dual-drive de 2 y de 3 niveles el jitter de amplitud aumenta al 30% a la salida de la 1ª etapa y se reduce hasta el 1,3% tras el generador de pulsos RZ.

En el transmisor en cuadratura convencional, el rizado de la señal moduladora no se transfiere a NRZ-(D)QPSK. Solo se aprecia un pequeño jitter de amplitud del 3% a la salida de la 1ª etapa, reducido al 0,7% tras la 2ª etapa. Tal y como se apuntaba antes, la causa principal de obtener el 3% tras la 1ª etapa es la compresión del jitter de amplitud debido a la función de transferencia no lineal del modulador QAM.

En conclusión, para generar una señal RZ-(D)QPSK se podrán emplear cualquiera de los 4 esquemas propuestos en la tabla anterior siempre que el tallador de pulsos RZ trabaje en el estado estacionario de la 1ª etapa. En cambio, para generar una modulación NRZ-(D)QPSK solo se aconseja utilizar el modulador en cuadratura ya que es la única opción que no transfiere el rizado de las señales moduladoras a la señal óptica.

ANEXO 4: ESTRUCTURAS BÁSICAS COHERENTES

En este anexo se estudian cada una de las estructuras básicas empleadas en los receptores ópticos coherentes presentados durante el capítulo 3. Se deducirá la relación señal-a-ruido de cada estructura, especialmente para los sistemas limitados por ruido de amplificación. El ruido ASE será considerado la fuente de ruido predominante.

A4.1 RECEPTOR “SINGLE-BRANCH” O RECEPTOR SIMPLE

La figura A4.1 presenta la estructura típica de un receptor coherente simple, con un solo fotodiodo para realizar la conversión óptico-eléctrica. El mezclado de la luz recibida con el oscilador láser local se realiza a través de un acoplador de 3 dB y 180°. Para una correcta mezcla, es necesario que ambas señales estén alineadas en polarización. El bloque APC (*Automatic Polarization Control*) se encarga precisamente de alinear la polarización de la señal recibida con la del oscilador láser local.

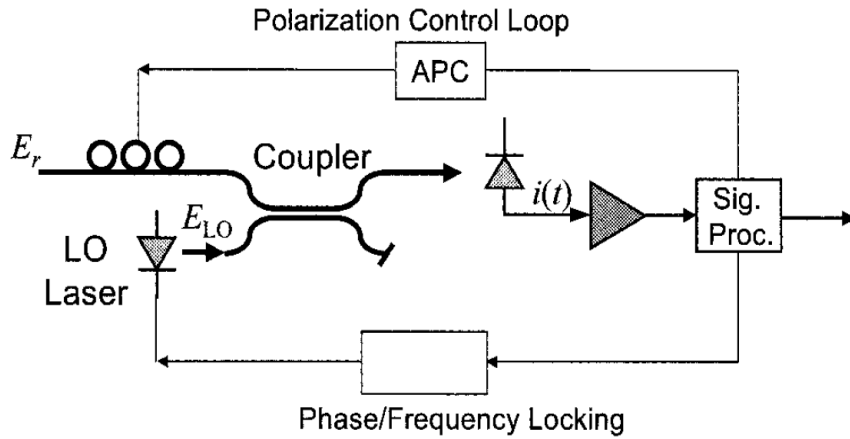


Figura A4.1: Receptor coherente Single-Branch [Keang-Po Ho, 2005].

El láser LO necesita estar enganchado en fase o en frecuencia a la señal recibida (lo que en comunicaciones digitales se conoce como recuperación de la portadora). Los receptores homodinos precisan de un enganche en fase a través de un OPLL (*Optical Phase-Locked Loop*), mientras que en los heterodinos únicamente es necesario realizar un seguimiento sobre la frecuencia de la portadora óptica, lo que se consigue a través de un dispositivo AFC (*Automatic Frequency Control*).

El receptor de un solo brazo de la figura A4.1 es la arquitectura coherente más simple que se puede encontrar. Como ya se ha mencionado antes, el acoplador de 3 dB y 180° es el encargado de mezclar la señal recibida con el láser LO. Los parámetros S del acoplador vienen dados por la matriz:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad [A4.1]$$

Tanto la señal recibida como el láser se pueden caracterizar con las siguientes expresiones:

$$E_r(t) = [A_s(t) \cdot e^{j\theta_s(t)} + n_x(t)] \cdot e^{j\omega_c t} \hat{x} + n_y(t) \cdot e^{j\omega_c t} \hat{y} \quad [A4.2]$$

$$E_{LO}(t) = [A_L + n_L(t)] \cdot e^{j\omega_{LO}t} \quad [A4.3]$$

donde tanto $A_s(t)$ como $\phi_s(t)$ representan una modulación de amplitud o de fase, ω_c es la pulsación de la portadora óptica, $n_x(t)$ y $n_y(t)$ representa el ruido ASE en cada una de las polarizaciones de la señal recibida y $n_L(t)$ es el ruido RIN generado por el LO. Se ha prescindido por simplicidad del ruido de fase introducido tanto por el láser transmisor como por el de recepción, considerando ambas fuentes de luz con una coherencia espacial y temporal ideal (en el capítulo 5 se estudió con un carácter más riguroso el impacto del ruido de fase de una fuente láser sobre las señales de fase modulada).

Por otro lado, también se ha ignorado en el análisis el ruido RIN en la polarización ortogonal del LO. En la práctica, dicho ruido puede ser filtrado por un polarizador que deje pasar solamente una polarización del campo eléctrico emitido por el LO.

En el receptor single-branch de la figura A4.1, el campo eléctrico a la entrada del fotodiodo es $[E_r(t) + E_{LO}(t)]/\sqrt{2}$, por lo que la fotocorriente generada a la salida del mismo será:

$$i(t) = \frac{\Re}{2} |E_r(t) + E_{LO}(t)|^2 + \text{ruido shot} + \text{ruido térmico} \quad [A4.4]$$

siendo \Re la responsividad del fotodiodo. Podemos ignorar los términos de ruido shot y térmico en recepción, pues en general, en redes ópticas de banda ancha de media y larga distancia las redes serán multivano, de manera que *el ruido predominante siempre será el ruido ASE* procedente de la cadena de amplificadores ópticos distribuidos por la red. Bajo estas condiciones se puede aproximar la fotocorriente como:

$$i(t) \approx \frac{\Re}{2} |E_r(t) + E_{LO}(t)|^2 = \frac{\Re}{2} \left\{ |A_L + n_L(t)|^2 + |A_s(t) \cdot e^{j\phi_s(t)} + n_x(t)|^2 + |n_y(t)|^2 \right\} + \\ + \Re A_L A_s(t) \cdot \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)] + \Re \cdot \text{Re} \{ [A_L n_x(t) + A_s(t) \cdot e^{j\phi_s(t)} n_L(t)] e^{j\omega_{IF}t} \} \quad [A4.5]$$

Con $\omega_{IF} = \omega_c - \omega_{LO}$ la pulsación asociada a la frecuencia intermedia. En los sistemas homodinos evidentemente dicha pulsación será nula. La fotocorriente generada incluye: la intensidad del LO con ruido RIN en $|A_L + n_L(t)|^2$, la intensidad de la señal recibida acompañada de ruido ASE en la misma polarización que la señal $|A_s(t) \cdot e^{j\phi_s(t)} + n_x(t)|^2$, el ruido ASE de la polarización ortogonal $|n_y(t)|^2$, el batido señal-LO $\Re A_L A_s(t) \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)]$, el batido LO-ASE en $A_L n_x(t)$ y finalmente el último término que es el batido de la señal con el ruido RIN del oscilador láser local.

En la ecuación A4.5 la componente de la señal es $\Re A_L A_s(t) \cdot \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)]$, por lo que este será el único término que nos interesará mantener en la fotocorriente. El resto degrada la SNR en recepción, por lo tanto el objetivo será intentar eliminarlos en la mayor medida de lo posible. Analizando la potencia de la señal, para sistemas homodinos ($\omega_{IF} = 0$) la potencia de la señal será:

$$P_s = \Re^2 P_{LO} P_r = \Re^2 A_L^2 E \{ |A_s(t)|^2 \} \quad [A4.6]$$

Mientras que para sistemas heterodinos la potencia de la señal será 3 dB menor:

$$P_s = \frac{\Re^2}{2} P_{Lo} P_r = \frac{\Re^2}{2} A_L^2 E\{|A_s(t)|^2\} \quad [A4.7]$$

En sistemas dominados por ruido shot y ruido térmico, los sistemas homodinos tienen un rendimiento en términos de SNR 3 dB mejor que los sistemas heterodinos. Sin embargo, si predomina el ruido de amplificación, los sistemas heterodinos pueden llegar a tener el mismo rendimiento que los homodinos a pesar de tener la mitad de potencia de señal. En las siguientes líneas se puede encontrar la justificación de estas ideas.

En un sistema heterodino, si el ancho de banda del filtro óptico de recepción y la frecuencia intermedia no son cuidadosamente seleccionados, se corre el riesgo que el espectro de ruido de las frecuencias negativas se solape con el espectro de ruido de las frecuencias positivas y se duplique la potencia de ruido dentro de la banda de datos.

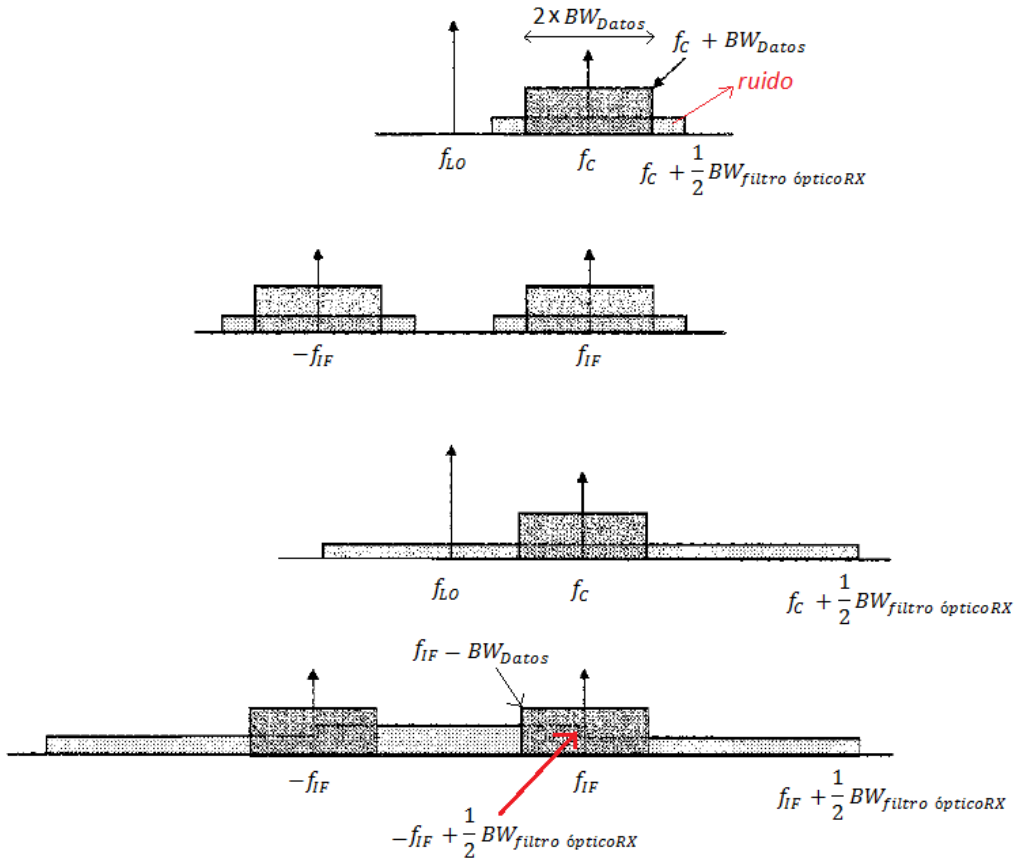


Figura A4.2: Solapamiento de espectro de ruido entre frecuencias positivas y negativas en un sistema heterodino [Keang-Po Ho, 2005].

Tal y como se puede observar en la figura anterior, la frecuencia negativa superior del espectro de ruido $-f_{IF} + \frac{1}{2} BW_{filtroRX}$ podría ser lo suficientemente larga como para que se llegara a solapar con la banda positiva de datos de la señal. Por lo tanto, es necesario asegurarse de que la frecuencia superior del espectro negativo del ruido caiga por debajo de la frecuencia inferior de los datos en la parte positiva del espectro:

$$-f_{IF} + \frac{1}{2} BW_{filtro \text{ óptico} RX} < f_{IF} - BW_{Datos} \quad [A4.8]$$

O lo que es lo mismo, la frecuencia intermedia y el filtro óptico deben cumplir la siguiente condición:

$$f_{IF} > \frac{1}{4} (BW_{\text{filtro óptico RX}} + 2BW_{\text{Datos}}) \quad [A4.9]$$

En un sistema homodino, aunque la potencia de la señal es el doble que en un sistema heterodino, la potencia de ruido también lo es debido a que el espectro de ruido de las frecuencias negativas y positivas se solapa inevitablemente dentro de la banda de datos. Consecuentemente la SNR será la misma en ambos sistemas siempre que el heterodino cumpla la condición anterior. De no ser así el sistema homodino tendrá una sensibilidad 3 dB mejor que el heterodino.

La SNR exigida a la fuente láser LO del receptor debe ser mucho mayor que la SNR de la señal recibida. Si no, el sistema estará dominado por los ruidos del LO. La condición que debe cumplir la potencia del LO para garantizar que $OSNR_{LO} \gg OSNR_{\text{señal}}$ es:

$$\frac{OSNR_{LO}}{OSNR_{\text{señal RX}}} > 10 \times \frac{P_{LO}}{P_{\text{señal RX}}} \quad [A4.10]$$

A pesar de cumplir esta condición, los ruidos inducidos por el oscilador local pueden suponer una gran limitación a la detección coherente. Con el objetivo de eliminar los efectos de dicha fuente de ruido, se recurre al receptor balanceado. Mientras que los primeros sistemas coherentes emplearon el receptor “single-branch”, actualmente el receptor balanceado goza de una popularidad mucho mayor [Linke, R.A. and Gnauck, A.H., 1988; Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2005].

A4.2 RECEPTOR BALANCEADO

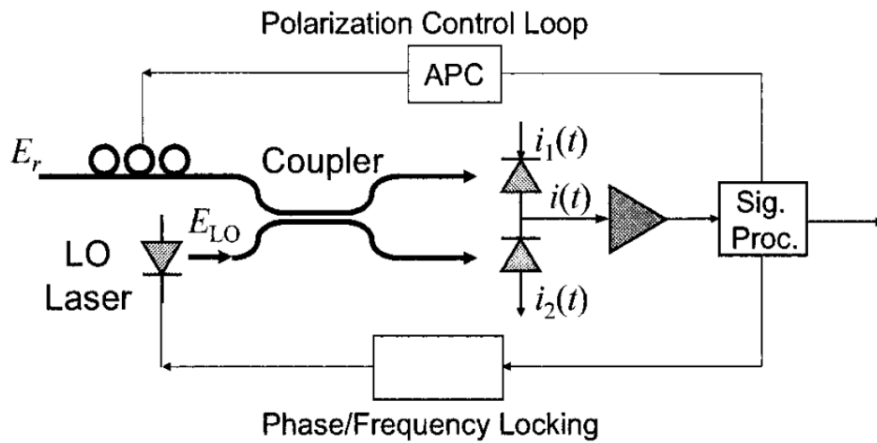


Figura A4.3: Receptor coherente balanceado [Keang-Po Ho, 2005].

La figura A4.3 muestra un receptor coherente con dos fotodiodos balanceados. Dicha arquitectura incrementa la potencia de la señal y elimina el ruido de la fuente láser LO en la fotocorriente generada. Al igual que en el single-branch, el receptor balanceado requiere un alineamiento de la polarización entre el LO y la señal recibida (APC), y un seguimiento en fase o frecuencia de la portadora óptica (OPLL/AFC). El campo eléctrico a la entrada del fotodiodo superior es $[E_r(t) + E_{LO}(t)]/\sqrt{2}$, idéntico al del receptor simple; mientras que el campo

eléctrico del fotodiodo inferior es $[E_r(t) - E_{LO}(t)]/\sqrt{2}$ y por lo tanto sus fotocorrientes asociadas serán:

$$i_1(t) = \frac{\Re}{2} |E_r(t) + E_{LO}(t)|^2 + \text{ruido shot} + \text{ruido térmico} \quad [A4.11]$$

$$i_2(t) = \frac{\Re}{2} |E_r(t) - E_{LO}(t)|^2 + \text{ruido shot} + \text{ruido térmico} \quad [A4.12]$$

En ambas fotocorrientes se ha asumido que los dos diodos PIN tienen la *misma responsividad* y que el acoplador previo es de 3 dB y 180° sin pérdidas de exceso. Siguiendo las leyes de Kirchhoff, la corriente a la salida de la estructura balanceada será:

$$i(t) = i_1(t) - i_2(t) = 2\Re \cdot \text{Re}\{E_r(t) \cdot E_{LO}^*(t)\} + \text{ruido shot} + \text{ruido térmico} \quad [A4.13]$$

Al igual que en el apartado anterior, se puede prescindir de los términos de ruido shot y ruido térmico partiendo del supuesto de que la fuente de ruido predominante es el ruido ASE procedente de los amplificadores ópticos de la red. Así, la expresión final que integra la fotocorriente del receptor balanceado estará compuesta por los siguientes términos:

$$i(t) \approx 2\Re A_L A_s(t) \cdot \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)] + 2\Re \cdot \text{Re}\{[A_L n_x(t) + A_s(t) \cdot e^{j\phi_s(t)} n_L(t)] e^{j\omega_{IF}t}\} \quad [A4.14]$$

El primer sumando contiene los datos transmitidos, mientras que el segundo sumando está compuesto por el batido LO-ASE y el batido de la señal con el ruido RIN del LO. Comparando la Ec. (A4.5) con la Ec. (A4.14) se puede observar que en esta última no aparece el primer sumando de la corriente del receptor simple. Dicho sumando abarcaba el ruido RIN del LO, el batido señal-ASE, y el ruido de amplificación de la polarización ortogonal.

El receptor balanceado consigue eliminar esos términos, por eso su rendimiento es muy superior al del receptor simple en ausencia de filtros polarizados. Además, la amplitud de la señal fotodetectada es el doble que en el receptor simple, lo que se traduce en una potencia de señal cuatro veces superior (+6 dB).

$$s(t)]_{SINGLE-BRANCH} = \Re A_L A_s(t) \cdot \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)] \quad [A4.15]$$

$$s(t)]_{BALANCED-RX} = 2\Re A_L A_s(t) \cdot \cos[\omega_{IF}t + \phi_s(t)] \quad [A4.16]$$

Cuando el ruido de amplificación es la fuente de ruido predominante en recepción, para que un receptor balanceado heterodino tenga el mismo rendimiento que uno homodino es necesario incluir un filtro óptico de recepción con un ancho de banda que cumpla con la Ec. (A4.9).

A continuación se analiza la SNR de un receptor balanceado heterodino en una red óptica de banda ancha multivano, donde el ruido ASE es la fuente de ruido predominante y donde la frecuencia intermedia y el filtro de recepción cumplen con la Ec. (A4.9) mencionada. Bajo estas condiciones, la expresión de la SNR obtenida es la misma para el sistema balanceado heterodino y el homodino. En caso de que el ruido ASE no fuese la fuente de ruido predominante (p.ej si predomina el ruido shot, el ruido térmico o los ruidos del LO) el receptor balanceado heterodino mostraría un rendimiento 3 dB inferior al homodino. Pero en una red multivano se puede prescindir de este supuesto.

La expresión de la SNR para los casos mencionados es pues:

$$SNR (dB) = 10 \log \left(\frac{P_{señal detect}}{P_{ruido}} \right) \quad [A4.17]$$

Siendo:

$$P_{señal detect} = \frac{P_{s(t)}}{2\Re^2 P_{LO}} \quad [A4.18]$$

$$P_{ruido} = \underbrace{\int S_{ns}(f) df}_{<BW_{señal detect}>} = S_{ns} BW_{señal detect} \quad [A4.19]$$

S_{ns} es la densidad espectral de ruido ASE por polarización y $BW_{señal detect}$ vendrá determinado por la tasa de bit del sistema y la modulación digital empleada para su transmisión por la fibra. La definición de la SNR de la Ec. (A4.17) ignora el ruido de amplificación de la polarización ortogonal ya que no afecta a la fotocorriente generada, a diferencia de lo que ocurre en el single-branch sin filtro polarizado, Ec. (A4.5).

Para señales binarias y multinivel, se puede reescribir la potencia de la señal detectada en función del número medio de fotones por bit (o fotones por símbolo en el caso multinivel) $\overline{N_{ph}}$:

$$P_{señal detectada} = G_s \overline{N_{ph}} h \omega_c BW_{señal detect} \quad [A4.20]$$

Con ω_c siendo la pulsación de la portadora óptica, h la constante de Planck y G_s la ganancia de los amplificadores ópticos, supuestos todos iguales para simplificar el análisis. En el caso de que los amplificadores fuesen diferentes, el cálculo de la SNR diferiría en el análisis pero no en el resultado obtenido. La densidad espectral de ruido ASE de la cadena de amplificadores ópticos adopta la siguiente expresión:

$$S_{ns} = (G_s - 1) n_{eq} h \omega_c \quad [A4.21]$$

El parámetro n_{eq} es el factor de emisión espontánea equivalente de la cadena de amplificadores, que modela el análisis numérico del ruido ASE en toda la cadena. Finalmente, la expresión de la SNR para el sistema homodino y heterodino (éste bajo la condición A4.9) será:

$$SNR (dB) = 10 \log \left(\frac{G_s \overline{N_{ph}} h \omega_c BW_{señal detect}}{(G_s - 1) n_{eq} h \omega_c BW_{señal detect}} \right) \approx 10 \log \left(\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}} \right) \quad [A4.22]$$

Si la frecuencia intermedia o el filtro óptico del receptor heterodino no cumpliesen la ecuación A4.9, entonces la potencia de ruido ASE aumentaría en 3 dB, la misma cantidad en la que se vería reducida la SNR respecto al caso homodino:

$$\underbrace{SNR (dB)}_{\text{sin cumplir A4.9}} \approx 10 \log \left(\frac{\overline{N_{ph}}}{2n_{eq}} \right) = 10 \log \left(\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}} \right) - 3 \text{ dB} \quad [A4.23]$$

El receptor balanceado fue por primera vez analizado para las comunicaciones ópticas coherentes por Yuen y Chang en 1983 con el objetivo de reducir el ruido del LO y poder obtener más potencia de la señal recibida. Sin ruido del LO e ignorando el ruido térmico, el

rendimiento del single-branch y del receptor balanceado es idéntico, siempre que se acompañe al single-branch (homodino o heterodino) de un filtro polarizado previo que elimine el ruido ASE de la polarización ortogonal y cumpla además la condición A4.9 en su ancho de banda.

A4.3 RECEPTOR EN CUADRATURA

Un receptor coherente en cuadratura permite recuperar señales multinivel M-(D)PSK y M-QAM. Está diseñado con el único objetivo de poder realizar la conversión óptico-eléctrica sobre cada una de las ramas I&Q de la señal multinivel. El receptor en cuadratura se construye con un acoplador 2x4 de 90° seguido de dos grupos de detectores balanceados, uno para la rama en fase y otro para la rama en cuadratura. Aunque se puede emplear una estructura single-branch para detectar las ramas I&Q, la configuración balanceada en los diodos PIN muestra mejor rendimiento, especialmente en presencia de ruido RIN del oscilador local.

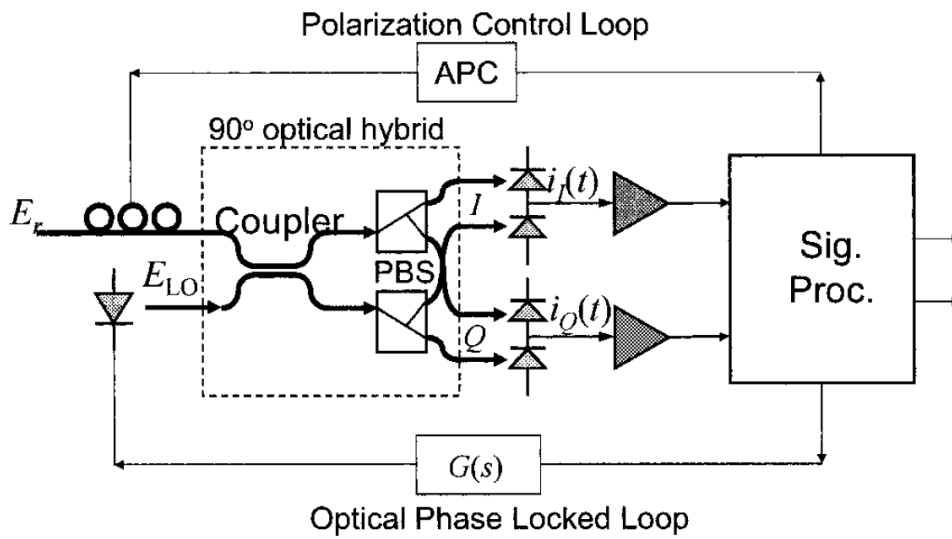


Figura A4.4: Receptor coherente homodino en cuadratura [Keang-Po Ho, 2005].

El acoplador 2x4 de 90° está compuesto por un acoplador 2x2 de 180° y 3 dB, encargado de separar las ramas I&Q, seguido de dos divisores de polarización (*PBS-Polarization Beam Splitters*), uno para cada componente en cuadratura. No obstante, el empleo de los dos PBS en la estructura obliga a controlar de forma activa la polarización de la señal recibida. En caso contrario, los ejes de los PBS no estarían alineados con la polarización de la mezcla señal-LO y no se podrían recuperar las ramas I&Q.

Para un correcto funcionamiento del sistema, la señal recibida deberá tener una polarización lineal de 45° y el láser LO una polarización circular a derechas antes de la entrada al acoplador. Como en principio la señal recibida llega con una polarización completamente aleatoria, se debe recurrir al APC para que detecte instantáneamente la polarización de entrada y la modifique a una polarización lineal de 45°. Así a la entrada del acoplador, excluyendo el ruido ASE, la señal recibida y el LO tendrán la siguiente expresión:

$$\vec{E}_r(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_s(t) e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} (\hat{x} + \hat{y}) \quad [A4.24]$$

$$\vec{E}_{LO}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_L e^{j\omega_{LO} t} (\hat{x} + e^{j\pi/2} \hat{y}) \quad [A4.25]$$

A la salida del acoplador 2x2 de 180° y 3 dB, los campos eléctricos previos a los PBS son:

$$\begin{aligned}\vec{E}_1(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}_r + \vec{E}_{LO}) = \frac{\hat{x}}{2} \underbrace{[A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} + A_L e^{j\omega_{LO} t}]}_{0^\circ} + \\ &\quad + \frac{\hat{y}}{2} \underbrace{[A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} + A_L e^{j\omega_{LO} t + j\pi/2}]}_{90^\circ}\end{aligned}\quad [A4.26]$$

$$\begin{aligned}\vec{E}_2(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}_r - \vec{E}_{LO}) = \frac{\hat{x}}{2} \underbrace{[A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} - A_L e^{j\omega_{LO} t}]}_{180^\circ} + \\ &\quad + \frac{\hat{y}}{2} \underbrace{[A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} - A_L e^{j\omega_{LO} t + j\pi/2}]}_{270^\circ}\end{aligned}\quad [A4.27]$$

Cada PBS se encarga de separar las polarizaciones \hat{x} e \hat{y} hacia dos detectores balanceados diferentes. La estructura balanceada de la rama superior detecta la polarización \hat{x} , y la rama inferior detecta la polarización \hat{y} . Las fotocorrientes generadas en ambas ramas serán respectivamente:

$$\begin{aligned}i_I(t) &= \frac{\Re}{4} |A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} + A_L e^{j\omega_{LO} t}|^2 - \frac{\Re}{4} |A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} - A_L e^{j\omega_{LO} t}|^2 = \\ &= \Re A_s(t) A_L \cos[\omega_{IF} t + \phi_s(t)]\end{aligned}\quad [A4.28]$$

$$\begin{aligned}i_Q(t) &= \frac{\Re}{4} |A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} + A_L e^{j\omega_{LO} t + j\pi/2}|^2 - \frac{\Re}{4} |A_s(t)e^{j(\omega_c t + \phi_s(t))} - A_L e^{j\omega_{LO} t + j\pi/2}|^2 = \\ &= \Re A_s(t) A_L \sin[\omega_{IF} t + \phi_s(t)]\end{aligned}\quad [A4.29]$$

En ambas fotocorrientes, si el receptor en cuadratura es homodino la frecuencia intermedia será nula. La rama I generará una fotocorriente del valor $\Re A_s(t) A_L \cos(\phi_s(t))$, y la rama Q otra fotocorriente idéntica a la anterior pero desfasada 90°, $\Re A_s(t) A_L \sin(\phi_s(t))$. Un OPLL se encarga de enganchar en fase el receptor a la portadora óptica.

En una configuración homodina, si el sistema está limitado por ruido de amplificación, la SNR será la misma que en la Ec. (A4.22). El ruido ASE de las ramas en fase y cuadratura es independiente uno del otro, por lo que la SNR para ambas será la misma y por lo tanto la SNR global valdrá:

$$\underbrace{\overline{SNR}}_{\substack{Cuadratura \\ Homodino}} = 10 \log \left(\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}} \right) \text{ dB} \quad [A4.30]$$

Para un receptor en cuadratura heterodino con limitación por ruido de amplificación, la SNR será idéntica al caso homodino siempre que la frecuencia intermedia y el filtro de recepción cumplan con la condición A4.9, donde $f_{IF} > \frac{1}{4}(BW_{filtro \text{ óptico} RX} + 2BW_{Datos})$.

Receptor Heterodino en Cuadratura con Rechazo de la Banda Imagen

En un sistema de multiplexación en longitud de onda densa (DWDM), el principal objetivo es mejorar la eficiencia espectral del mismo a base de juntar más los canales en el espectro óptico. Usando un receptor heterodino con $\omega_{IF} \neq 0$ podría surgir un problema: dados dos canales del sistema DWDM con frecuencias portadoras f_{c1} y f_{c2} , sus frecuencias intermedias podrían coincidir si $\omega_{IF} = \omega_{c1} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{c2}$. Una primera solución al problema pasaría por asegurar una banda de guarda entre portadoras de $2\omega_{IF}$, para que la banda real (ω_{c1}) e imagen (ω_{c2}) no se solapen en el receptor. No obstante, el empleo de una banda de guarda tan larga choca con el propósito de incrementar la eficiencia espectral del sistema DWDM.

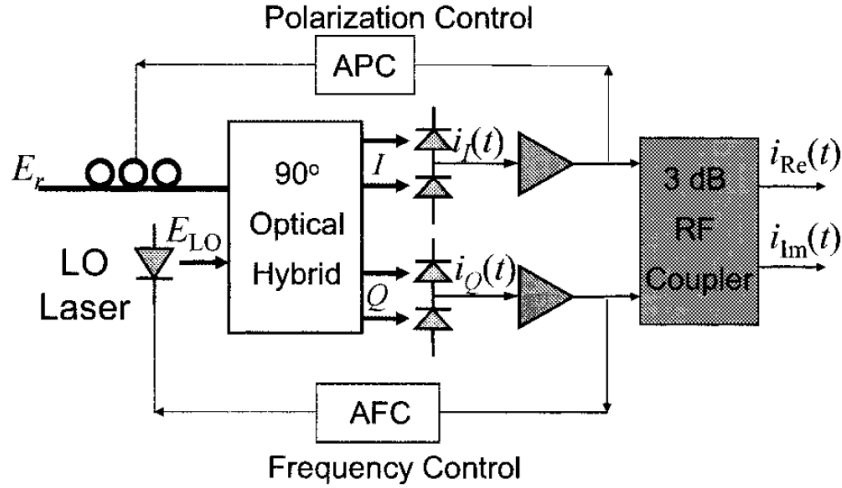


Figura A4.5: Receptor heterodino en cuadratura con rechazo de la banda imagen [Keang-Po Ho, 2005].

La figura A4.5 muestra una segunda opción: emplear un receptor idéntico al del apartado anterior, pero con una etapa eléctrica adicional que evite el solapamiento de la banda real y la banda imagen. Al tratarse de un caso heterodino se recurre a un bloque AFC en la estructura que siga en frecuencia a la señal óptica de entrada.

Asumiendo pues que hay dos canales ópticos DWDM con la misma frecuencia intermedia:

$$\omega_{IF} = \omega_{c1} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{c2} \quad [A4.31]$$

Si las dos señales entrantes son:

$$E_{c1}(t) = A_{s1}(t)e^{j(\omega_{c1}t + \phi_{s1}(t))} \text{ y } E_{c2}(t) = A_{s2}(t)e^{j(\omega_{c2}t + \phi_{s2}(t))} \quad [A4.32]$$

Sin considerar los términos de ruido asociados a las mismas, las fotocorrientes generadas a la salida de las estructuras balanceadas serán:

$$i_I(t) = \Re A_{s1}(t)A_L \cos[(\omega_{c1} - \omega_{LO})t + \phi_{s1}(t)] + \Re A_{s2}(t)A_L \cos[(\omega_{LO} - \omega_{c2})t - \phi_{s2}(t)] \quad [A4.33]$$

$$i_Q(t) = \Re A_{s1}(t)A_L \sin[(\omega_{c1} - \omega_{LO})t + \phi_{s1}(t)] - \Re A_{s2}(t)A_L \sin[(\omega_{LO} - \omega_{c2})t - \phi_{s2}(t)] \quad [A4.34]$$

Tras el acoplador eléctrico de radiofrecuencia de 3 dB con parámetros S:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad [A4.35]$$

Se obtienen finalmente las corrientes de las ramas I&Q sin solapamiento de las bandas real e imagen, que se correspondían con los dos canales DWDM de partida.

$$i_{REAL}(t) = \sqrt{2}\Re A_{s1}(t)A_L \cos[(\omega_{c1} - \omega_{LO})t + \phi_{s1}(t)] \quad [A4.36]$$

$$i_{IMAGEN}(t) = \sqrt{2}\Re A_{s2}(t)A_L \cos[(\omega_{LO} - \omega_{c2})t + \phi_{s2}(t)] \quad [A4.37]$$

No solo se evita así el solapamiento de datos de ambos canales DWDM, sino que con esta estrategia además se consigue rechazar el ruido del otro canal. Bajo estas condiciones de trabajo y con predominio del ruido ASE frente al resto de fuentes de ruido que se pudieran dar, la SNR mostrada por el receptor heterodino de la figura A4.5 es la misma que en el receptor homodino en cuadratura (ecuación A4.30).

El receptor en cuadratura convencional de la figura A4.4 fue usado por primera vez por Walker y Carroll en 1984 para medir la fase y la amplitud de un campo óptico. Su primera aplicación enfocada a las comunicaciones ópticas coherentes la podemos encontrar con Hodgkinson en 1985. Más tarde en 1990, Chikawa y Lanch implementaron el receptor heterodino en cuadratura con rechazo de la banda imagen para sistemas WDM.

A4.4 SNR DE LAS ESTRUCTURAS BÁSICAS COHERENTES

Receptores Coherentes	SNR _{ideal} (unidades lineales) (Limitación por ruido ASE)
Single-Branch heterodino sin filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{2n_{eq}}$
Single-Branch heterodino con filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Single-Branch homodino	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Receptor Balanceado heterodino sin filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{2n_{eq}}$
Receptor Balanceado heterodino con filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Receptor Balanceado homodino	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Receptor en Cuadratura heterodino sin filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{2n_{eq}}$
Receptor en Cuadratura heterodino con filtro polarizado	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Receptor en Cuadratura heterodino con rechazo de la banda imagen	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$
Receptor en Cuadratura homodino	$\frac{\overline{N_{ph}}}{n_{eq}}$

Tabla A.II: Rendimiento ideal de las estructuras básicas coherentes.

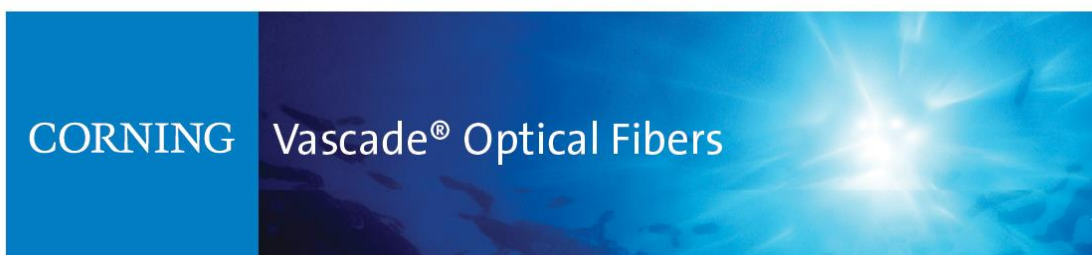
La tabla A.II recoge el rendimiento ideal de las estructuras básicas coherentes analizadas hasta ahora, limitadas exclusivamente por ruido de amplificación. Usando un filtro óptico polarizado que cumpla con la Ec.(A4.9) y elimine el ruido ASE de la polarización ortogonal no deseada, las versiones heterodinas simples, balanceadas y en cuadratura tendrán la misma SNR que sus versiones homodinas. Pero sin filtro óptico de recepción, los receptores heterodinos mostrarán un rendimiento 3 dB peor que los homodinos.

Con el receptor en cuadratura heterodino con rechazo de la banda imagen no es necesario el filtro óptico para alcanzar el rendimiento del homodino. Al eliminar el ruido de la banda imagen se puede prescindir del filtro de recepción a costa de una mayor complejidad en el sistema.

Todas parecen tener el mismo rendimiento, lo que no justificaría usar estructuras más complejas que el “*single-branch*” si no aportasen claras mejoras en la SNR. Pero es necesario recordar al lector que las principales ventajas tanto del receptor balanceado, como del receptor en cuadratura, provienen de casos más parecidos a la realidad donde el ruido ASE no será el único ruido predominante en recepción, sino que aparecerán otras limitaciones como el ruido RIN, de fase o frecuencia que introduzca el oscilador láser local.

ANEXO 5: DATASHEET FIBRAS VASCADE®

Corning® Vascade® Optical Fibers Product Information



Customized Solutions for Maximum Performance and Reliability

The Corning® Vascade® family of submarine optical fibers provide high-speed, high-capacity solutions for transoceanic and short-haul submarine networks, guaranteeing the performance and reliability necessary in the harsh undersea environment.

Submarine systems, from unrepeaters networks spanning a few hundred kilometers to repeatered networks spanning the world's oceans, demand the most advanced optical technologies. Each Vascade fiber type has a unique optical profile to allow customized system solutions, however, they all share the fundamental characteristics inherent to Corning's submarine fibers: high mechanical reliability, high optical stability, and matched and managed optical properties.

In addition to individual Vascade fibers, Corning also offers customized Vascade fiber solutions with coloring and splicing options.

High Mechanical Reliability

Submarine fiber-optic cables experience high tension during deployment and recovery from the ocean floor. With this in mind, every Vascade fiber is subjected to a 1.38 GN/m² (200 kpsi) proof test, double that of the typical terrestrial fiber. In addition, Corning has dedicated manufacturing lines reserved especially for Vascade fibers. Corning's patented manufacturing process ensures high-quality fibers that offer maximum performance and economic advantage for your network. Vascade fibers are colored and spliced in a clean room environment and receive additional strength testing to ensure the fiber's long-term reliability.

Comprehensive Fiber Data

Corning Vascade fibers come with an unparalleled wealth of measured data. Corning's state-of-the-art measurement systems allow us to provide comprehensive fiber data packages for every spool of fiber.

Coloring Options

To meet the unique requirements of each submarine network, all Vascade fibers can be supplied in different colors.

Individual Vascade® Optical Fibers

Vascade® L1000 Fiber

A large effective area fiber, Vascade L1000 fiber has applications in both repeatered and unrepeatered submarine systems. In unrepeatered systems, Vascade L1000 fiber's large effective area design allows for launching higher optical power in the fiber without significant non-linear penalties. As a result, Vascade L1000 fiber can offer longer reach and higher capacity.

Vascade® LS+ Fiber

Vascade LS+ fiber is a non-zero dispersion shifted fiber (NZ-DSF) with negative dispersion and low positive dispersion slope that is optimal for medium distances and wide band wavelength division multiplexed (WDM) systems. Optical dispersion across the entire C-band enables effective dispersion compensation and suppresses non-linear impairments. With low attenuation, dispersion slope, and bend loss, Vascade LS+ fiber delivers high-quality performance.

Vascade® LEAF® EP Fiber

Vascade LEAF EP fiber is a NZ-DSF with negative dispersion and positive dispersion slope that offers the advantages of a large effective area; 40 percent larger than typical NZ-DSFs; which increases the amount of optical power the fiber can carry without significant non-linear effects. Like Vascade LS+ fiber, Vascade LEAF fiber is designed to ensure that it can operate over the entire C-band while suppressing non-linear effects.

Vascade® S1000 Fiber

Vascade S1000 fiber is Corning's first dispersion and dispersion slope compensation fiber designed for use in optical transmission cables. It has dispersion designed specifically to match and compensate the dispersion characteristics of Vascade L1000 fiber. Together these fibers are offered as dispersion managed solutions called Vascade® R1000 and Vascade® R2000 fiber solutions.

Vascade® EX1000 Fiber

The key attribute of Vascade EX1000 fiber, an ITU-T G.654-compliant fiber, is ultra low attenuation designed to increase reach and reduce network complexity. Vascade EX1000 fiber is one of the best solutions for long unrepeatered submarine systems that need low attenuation characteristics compared to single-mode fiber. In repeatered systems, the low attenuation of Vascade EX1000 fiber allows system designers to compensate higher accumulated dispersion with the same span loss budget.

Vascade® EX2000 Fiber

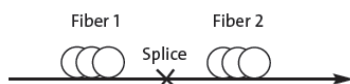
Vascade EX2000 fiber is the latest addition to Corning's Vascade fiber family. This fiber combines ultra low attenuation with large effective area. The result is higher optical signal to noise ratio (OSNR), a critical requirement of networks operating at very high data rates such as 40 and 100 Gb/s. This fiber is designed for both repeatered and unrepeatered submarine applications.

Typical values at 1550 nm

	Vascade® L1000 Fiber	Vascade® LS+ Fiber	Vascade® LEAF® EP Fiber	Vascade® S1000 Fiber	Vascade® EX1000 Fiber	Vascade® EX2000 Fiber
Description	A high positive dispersion fiber with large effective area	A negative dispersion, NZ-DSF fiber with low, positive dispersion slope	A negative dispersion, NZ-DSF with large effective area and positive dispersion slope	A high negative dispersion fiber with negative slope, paired with Vascade L1000 fiber to create a dispersion managed fiber solution	An ultra low loss fiber	An ultra low loss fiber with large effective area
Attenuation (dB/km)	0.187	0.201	0.200	0.235	≤0.174	0.162
Dispersion (ps/nm*km)	+18.5	-3.0	-4.0	-38.0	+18.5	+20.4
Dispersion slope (ps/nm²*km)	+0.06	+0.05	+0.12	-0.12	+0.06	+0.06
Effective area (μm²)	100	48	65	27	76	112
PMDq (ps/√ km)	≤0.05	≤0.05	≤0.05	≤0.05	≤0.05	≤0.05

Vascade® Fiber Hybrid Designs

Performance and cost optimization within submarine systems requires careful balancing of fiber attributes. Corning developed the Vascade® fiber portfolio to meet the diverse capacity/reach needs of submarine networks. By combining individual constituent fibers with unique optical and mechanical properties, Corning can meet a wide range of technical system performance specifications. Enhanced performance and cost advantages are achieved by using more than one fiber type in the fiber span as shown below:



Corning's ability to match individual fibers enables precise control of local dispersion, residual dispersion, dispersion slope, attenuation, effective area and length.

Vascade LEAF EP fiber and Vascade LS+ fiber Solution/Hybrid

The wider system bandwidth required to accommodate the larger number of channels on repeatered submarine systems has increased the importance of minimizing the dispersion slope to ensure good edge channel performance. Vascade LEAF EP fiber is used near the transmitter as it's large effective area can handle higher optical launch powers. The remainder of the span uses Vascade LS+ fiber to obtain an overall span with a reduced dispersion slope (typically <0.085 ps/nm²/km).

Vascade® R1000 Fiber Solution

Corning's Vascade R1000 dispersion-managed fiber (DMF) solution combines Vascade L1000 and Vascade S1000 fibers in a single-span, offering higher capacity and closer channel spacing than is possible with any other solution. By adjusting the ratio of the constituent fibers, spans of Vascade R1000 fiber solution are manufactured to meet individual customer dispersion requirements. By careful fiber selection, Corning maintains an average dispersion slope that is typically <0.005 ps/nm²/km when the dispersion is compensated back to zero. This is an order of magnitude better than can be achieved using traditional NZ-DSF. The same attributes that maximize system performance also significantly reduce the complexity and cost of terminal dispersion compensation and provide an ideal platform for upgrades to next generation technologies.

Vascade® R2000 Fiber Solution

Corning's Vascade R2000 fiber solution is the next generation of dispersion-managed fiber (DMF) that consists of ultra low attenuation Vascade EX2000 fiber and negative dispersion and dispersion slope Vascade S1000 fibers in a single span. Today, as transmission systems evolve to 40 Gb/s, the requirement for higher optical signal to noise ratio (OSNR) becomes very critical. Corning Vascade R2000 fiber addresses this need by significantly improving large effective area fiber and attenuation in the dispersion managed span. Vascade EX2000 fiber has a very large typical effective area of 112 μm² and typical ultra low attenuation of 0.162 dB/km. The Corning Vascade R2000 fiber solution offers lower span loss and larger span effective area. The Vascade R2000 fiber solution enables transoceanic, high data rate transmission capacity at 40 Gb/s and beyond.

	Vascade LEAF EP fiber and Vascade LS+ fiber solution/hybrid	Vascade R1000 Fiber Solution	Vascade R2000 Fiber Solution
Description	A hybrid solution for moderate and longer distance repeated systems.	Dispersion-managed solution designed for long distance and high capacity systems, utilizing Vascade L1000 and Vascade S1000 fibers.	Dispersion-managed solution designed for long distance and high capacity systems, utilizing Vascade EX2000 and Vascade S1000 fibers.

How to Order

Contact your sales representative, or call the Optical Fiber Customer Service Department:

Ph: 607-248-2000 (U.S. and Canada)
+44-1244-287-437 (Europe)

Email: opticalfibcs@corning.com

Please specify the fiber type, attenuation and quantity when ordering.

CORNING
Corning Incorporated
One Riverfront Plaza
Corning, NY 14831 U.S.A.
607-248-2000
Email: opticalfibcs@corning.com
www.corning.com/opticalfiber

Corning, LEAF, and Vascade are registered trademarks of Corning Incorporated, Corning, N.Y.
Any warranty of any nature relating to any Corning optical fiber is only contained in the written agreement between Corning Incorporated and the direct purchaser of such fiber.
©2010, Corning Incorporated

Bibliografía

- [Abellán, D.P. *et al.*, 2006] Abellán, D.P., Ramos, F.P., Francoy, J.C., “*Sistemas de Comunicaciones Ópticas*”, UPV. 2006.
- [Agata, A. *et al.*, 2003] Agata, A., Morita, I., Tsuritani, T. y Edagawa, N., “*Characteristics of asymmetrically filtered 40 Gbit/s CS-RZ signals*”, in: Proc. OFC, Atlanta, GA, paper MF78, 2003.
- [Agrawal, P.G., 2006] Agrawal, P.G., “*Nonlinear Fiber Optics*”, San Diego: Elsevier Science & Technology, 4th edition, 2006.
- [Agrawal, P.G., 2010] Agrawal, P.G., “*Fiber-Optic Communication Systems*”, Wiley Interscience, Fourth Edition, 2010.
- [Ahn, S.J. *et al.*, 2004] Ahn, S.J., Park, J., Seo, H.S. y Park, N., “*S/S+ band tunable thulium-doped fiber laser anchored on 50-GHz ITU-T grid*”, in Optics Communications, vol 233, pp. 127-130, January 2004.
- [Aihan, Y. *et al.*, 2010] Aihan, Y., Li, L. y Xinliang, Z., “*Analysis of modulation format in the 40Gbit/s optical communication system*”, in Optik 121, pp.1550–1557, Institute of Optoelectronics Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China, 2010.
- [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011] Alfiad, M.S., Kushnerov, M., Wuth, T., Jansen, S.L. and Waardt, H., “*224-Gb/s POLMUX-RZ-16QAM for next generation high-capacity optical transmission systems*”, in Optical Fiber Technology vol. 17, pp. 395-402, 2011.
- [Alfiad, M.S. *et al.*, 2011] Alfiad, M.S., Van den Borne, D., Wuth, T., Kushnerov, M. and Waardt, H., “*On the Tolerance of 111-Gb/s POLMUX-RZ-DQPSK to Nonlinear Transmission Effects*”, in J. Lightw. Technol., vol. 29, n° 1, January 15, 2011.
- [Bakhshi, B. *et al.*, 2001] Bakhshi, B., Vaa, M., Golovchenko, E.A., “*Comparison of CRZ, RZ and NRZ Modulation Formats in a 64x12.3 Gb/s WDM Transmission Experiment Over 9000 km*”, in Proc. OFC, page WF4, 2001.
- [Bateman, A., 2003] Bateman, A., “*Comunicaciones Digitales, Diseño para el Mundo Real*”. Marcombo. 2003.
- [Bennett, G., 2012] Bennett, G., “*Superchannels to the rescue*”, in J. Lightw. Technol., from March/April 2012.
- [Betti, S. *et al.*, 1995] Betti, S., De Marchis, G., Iannone, E., “*Coherent Optical Communications Systems*” John Wiley and Sons Inc. 1995.

[Bigo, S. and Frignac, Y., 2000] Bigo, S. and Frignac, Y., “5.12 Tbit/s (128×40 Gbit/s WDM) transmission over 3×100 km of Teralight™ fiber”, in: Proc. ECOC 2000, Munich, paper PD1.2, 2000.

[Bigo, S., 2008] Bigo, S., “Technologies for global telecommunications using undersea cables”, in Optical Fiber Telecommunications, 5^a Edition, pp. 561-610, 2008.

[Binh, L.N., 2008] Binh, L.N., “Multi-amplitude minimum shift keying modulation format for optical communications”, in Optics Communications, vol.281, pp. 4245–4253, 2008.

[Biswanath, M., 2006] Biswanath, M., “Optical WDM Networks”. Springer. 2006.

[Boffi, P. et al., 2005] Boffi, P., Marazzi, L., Martelli, P., Paradiso, L., Parolari, P., Righetti, A., Siano, R. and Martinelli, M., “40-Gb/s RZ-DQPSK Time-Polarization interleaving”, Optical Society of America (OSA), OCIS code: 060.5060, 2005.

[Cai, J-X., 2012] Cai, J-X., “100G Transmission Over Transoceanic Distance With High Spectral Efficiency and Large Capacity”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.

[Cartledge, J.C. and Downie, J.D., 2012] Cartledge, J.C. and Downie, J.D., “Long-Haul Performance of 112 Gb/s PM-QPSK: Implications of Enhanced Optical Fiber Transmission Properties”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.

[Castagnozzi, D., 2004] Castagnozzi, D., “Digital signal processing and electronic equalization (EE) of ISP” in Proc. Optical Fiber Communications Conference (OFC), Paper WM6, 2004.

[Chandrasekhar, S. et al., 2008] Chandrasekhar, S., Liu, X., Konczykowska, A., Jorge, F., Dupuy, J. and Godin, J., “Direct Detection of 107-Gb/s Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK without Optical Polarization Demultiplexing” in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, n° 22, November 15, 2008.

[Chaouch, H. et al., 2010] Chaouch, H., Gonschior, C., Klein, K.F., Vorbeck, S., Schneiders, M., Weiershausen, W. and Küppers, F., “Numerical analysis and system optimization for 100 Gbit/s carrier Ethernet serial modulation formats”, in Optics Communications, vol 283, pp. 2333-2338, 2010.

[Cheng, K.S. and Conradi, J., 2002] Cheng, K.S. and Conradi, J., “Reduction of pulse-to-pulse interaction using alternative RZ formats in 40-Gb/s systems”, IEEE Photon. Technol. Lett., 14, 98–100, 2002.

[Chikam, T. et al., 1990] Chikam, T., Watanabe, S., Naito, T., Onaka, H., Kiyonaga, T., Onoda, Y., Miyata, H., Suyama, M., Seino, M. and Kuwahara, H., “Modulation and demodulation techniques in optical heterodyne PSK transmission systems”, J.Lightw. Technology, Volumen 8, N° 3, pp.309-325, 1990.

[Conradi, J., 2002] Conradi, J., “Bandwidth-efficient modulation formats for digital fiber transmission systems”, in Optical Fiber Telecommunications IV B, Academic Press, pp.862-901, 2002.

[Corning Inc., 2002] Corning Incorporated, “Datasheet Corning® PureForm™ Single-mode Fiber DCM® Modules for C-Band”, 2002.

[Corning Inc., 2010] Corning Incorporated, “Datasheet Corning® Vascade® Optical Fibers”, 2010.

[Corning Inc., 2011] Corning Incorporated, “Datasheet Corning® LEAF® Optical Fiber”, 2011.

[Corning Inc., 2011] Corning Incorporated, “*Datasheet Corning® SMF-28e+® Optical Fiber*”, 2011.

[Corning Inc.] Corning Incorporated, (<http://www.corning.com>).

[Derr, F., 1991] Derr, F., “*Optical QPSK transmission system with novel digital receiver concept*”, IEEE Electronic Letters, 27, 2177–2179, 1991.

[Djordjevic, I.B. *et al.*, 2009] Djordjevic, I.B., Arabaci, M. and Minkov, L.L., “*Next Generation FEC for High-Capacity Communication in Optical Transport Networks*”, in J. Lightw. Technol., vol. 27, n° 16, August 15, 2009.

[Dong, Z. *et al.*, 2012] Dong, Z., Yu, J. and Chi, N., “*6x144-Gb/s Nyquist-WDM PDM-64QAM Generation and Transmission on a 12-GHz WDM Grid Equipped With Nyquist-Band Pre-Equalization*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 23, December 1, 2012.

[Downie, J.D. *et al.*, 2010] Downie, J.D., Hurley, J., Cartledge, J., Ten, S., Bickham, S., Mishra, S., Zhu, X. and Kobayakov, A., “*40×112 Gb/s Transmission over an Unrepeated 365 km Effective Area-Managed Span Comprised of Ultra-Low Loss Optical Fibre*”, in ECOC 2010, 19-23 September, Torino, Italy, 2010.

[Downie, J.D. *et al.*, 2011] Downie, J.D., Hurley, J., Cartledge, J., Bickham, S. and Mishra, S., “*Transmission of 112 Gb/s PM-QPSK Signals over 7200 km of Optical Fiber with Very Large Effective Area and Ultra-Low Loss in 100 km Spans with EDFAs Only*”, in Fiber optics communications, Optical Society of America (OSA), 2011.

[Draka Inc., 2010] Draka Incorporated, “*TeraLight™ Ultra Optical Fiber*”, 2010.

[Elbers, J.P., 1997] Elbers, J.P., “*Modelling of polarization mode dispersion in single mode fibers*”, in Electronics Letters. Vol. 33 n° 22, pp. 1894-1895, October, 1997.

[Essiambre, R.J. and Winzer, P. J., 2006] Essiambre, R.J. and Winzer, P. J., “*Impact of Fiber Nonlinearities on Advanced Modulation Formats using Electronic Pre-Distortion*”, in Proc. OFC, page OWB1, 2006.

[Essiambre, R.J. *et al.*, 2010] Essiambre, R.J., Kramer, G., Winzer, P.J., Foschini, G.J. and Goebel, B., “*Capacity Limits of Optical Fiber Networks*”, in J. Lightw. Technol., vol. 28, n° 4, February 15, 2010.

[Essiambre, R.J., 2008] Essiambre, R.J., “*Capacity Limits of Fiber Optic Communication Systems*”, in Proc. OFC, 2008.

[Fei, Y. *et al.*, 1999] Fei, Y., Zheng, X., Zhang, H., Guo, Y. and Zhou, B., “*A Novel Scheme of Power Equalization and Power Management in WDM All-Optical Networks*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., vol 11, n° 9, September 1999.

[Fludger, C.R.S. *et al.*, 2008] Fludger, C.R.S., Duthel, T., Borne, D., Schulien, C., Schmidt, E-D., Geyer, J., De Man, E., Khoe, G-D. and Waardt, H., “*Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission*”, in J. Lightw. Technol., vol. 26, n° 1, January 1, 2008.

[Forzati, M. *et al.*, 2004] Forzati, M., Berntson, A. and Martensson, J., “*IFWM suppression using APRZ with optimized phase-modulation parameters*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., 16, 2368–2370, 2004.

[Gnauck, A.H. *et al.*, 2003] Gnauck, A.H., Raybon, G., Bernasconi, P.G., “*1-Tb/s (6170.6Gb/s) transmission over 2000- km NZDF using OTDM and RZ-DPSK format*” IEEE Photon. Technol. Lett., 15, 1618–1620, 2003.

[Gnauck, A.H., 2004] Gnauck, A.H., “*Advanced Amplitude and Phase Coded Formats for 40Gb/s Fiber Transmission*”, Proceedings of IEEE/LEOS Annual Meeting, page WR1, 2004.

[Gordon, J.P. and Mollenauer, L.F., 1990] Gordon, J.P. and Mollenauer, L.F., “*Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers*”, in Opt. Lett., 15(23), 1351–1353, 1990.

[Gordon, J.P., 2000] Gordon, J.P., “*PMD fundamentals: Polarization mode dispersion in optical fibers*” in PNAS., vol. 97 N° 9, pp. 4541–4550, April 2000.

[Gorshtein, A. and Sadot, D., 2013] Gorshtein, A. and Sadot, D., “*Symbol spaced adaptive MIMO equalization for ultra high bit rate metro coherent optical links*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 25, n° 5, March 1, 2013.

[Griffin, R.A. and Carter, A.C., 2002] Griffin, R.A. and Carter, A.C., “*Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (oDQPSK) for High-Capacity Optical Transmission*”, in Proc. OFC, page WX6, 2002.

[Guifang Li, 2009] Guifang Li, “*Recent Advances in Coherent Optical Communications*”, in Advances in Optics and Photonics 1, pp.279-307, OSA (Optical Society of America), 2009.

[Gunning, F.C.G., et al., 2012] Gunning, F.C.G., Frascella, P., Antony, C., Fabbri, S.J., Rafique, D., Sygletos, S., Gunning, P., Reidy, D., McAuliffe, W., Cassidy, D. and Ellis, A.D., “*All-Optical OFDM and Distributed Raman Amplification: Challenges to Enable High Capacities and Extend Reach*”, in International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), DOI: 10.1109/ICTON.2012.6253867, 2012.

[Hankui, L. et al., 2006] Hankui, L., Xianmin, Z. y Kangsheng, C., “*Comparison of polarization-mode dispersion tolerances in polarization-multiplexing systems with different modulation formats*”, in Optics Communications, vol 259, pp. 640-644, September 2006.

[Hans-Georg, W. et al., 2007] Hans-Georg, W., Nakazawa, M. “*Ultrahigh –Speed Optical Transmission Technology*”, Springer. 2007.

[Haunstein, H.F. et al., 2004] Haunstein, H.F., Sauer-Greff, W., Dittrich, A., Sticht, K., Urbansky, R., “*Principles for electronic equalization of polarization-mode dispersion*” J. Lighthwave Technologies, volume 22, n° 4, pp.1169-1182, April 2004.

[Hillerkuss, D. et al., 2011] Hillerkuss, D., Schmogrow, R., Schellinger, T., Jordan, M. et al., “*26 Tbit/s line-rate super-channel transmission utilizing all-optical fast Fourier transform processing*”, in Nature Photonics, published online (DOI: 10.1038/NPHOTON.2011.74), 2011.

[Hui, R. and O’Sullivan, M., 2009] Hui, R. and O’Sullivan, M., “*Fiber Optic Measurement Techniques*”. Elsevier Academic Express, 2009.

[Imai, Y. and Masahiro, Y., 2000] Imai, Y. and Masahiro, Y., “*Polarization Characteristics of Fiber-Optic SBS Phase Conjugation*”, in Optical Fiber Technology, vol. 6, pp. 42-48, 2000.

[Infinera Inc.] Infinera Incorporated, (<http://www.infinera.com>).

[ITU-T G.Sup. 39, 2012] ITU-T Series G Supplement 39 Recommendation (2012), “*Optical system design and engineering considerations*”.

[ITU-T Rec. G.650.1, 2012] ITU-T G.650.1 Recommendation (2012), “*Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single-mode fiber and cable*”.

[ITU-T Rec. G.663, 2011] ITU-T G.663 Recommendation (2011), “*Application-related aspects of optical amplifier devices and subsystems*”.

- [ITU-T Rec. G.692, 2005] ITU-T G.692 Recommendation (2005), “*Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers*”.
- [ITU-T Rec. G.694.1, 2012] ITU-T G.694.1 Recommendation (2012), “*Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*”.
- [ITU-T Rec. G.694.2, 2003] ITU-T G.694.2 Recommendation (2003), “*Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid*”.
- [Jacobsen, G., 1994] Jacobsen, G., “*Noise in Digital Optical Transmission Systems*”. Artech House, 1994.
- [Jansen, S.L. et al., 2009] Jansen, S.L., Spinnler, B., Morita, I., Randel, S. and Tanaka, H., “*100 GbE: QPSK versus OFDM*”, in Optical Fiber Technology vol. 15, pp. 407-413, 2009.
- [Jia, W. et al., 2011] Jia, W., Xu, J., Liu, Z., Chan, C.K. and Chen, L.K., “*Generation of 20-Gb/s RZ-DQPSK Signal using a Directly Modulated Chirp Managed Laser*”, in Proceedings of OFC, Paper OThE4, 2011.
- [Juanni, F. et al., 2010] Juanni, F., Wanli, Z. and Ningbo, Z., “*The effect of SRS to DWDM Optical System*”, in International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010.
- [Kang, I., 2012] Kang, I., “*All-optical OFDM Transmission Using Photonic Integrated Optical DFT Devices*”, in Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), DOI: 10.1109/OECC.2012.6276691, 17th July 2012.
- [Keang-Po Ho, 2005] Keang-Po Ho, “*Phase-Modulated Optical Communications Systems*”, Springer, 2005.
- [Khosravani, R. et al., 2006] Khosravani, R., Song, Y.W., Xie, Y., Yan, L.S., Willner, A.E. and Menyuk, C.R., “*Bit-pattern-dependent polarization rotation in first-order PMD-compensated WDM systems*”, in Optics Communications, vol. 257, pp. 191-196, 2006.
- [Kikuchi, K., 2006] Kikuchi, K., “*Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation*”, in IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol 12, pp. 563-570, 2006.
- [Kim, H. and Winzer, P.J., 2005] Kim, H. and Winzer, P.J., “*Nonlinear Phase Noise in Phase-Coded Transmission*”, in Proc. OFC, page OThO3, 2005.
- [Kwon, S.-W. and Bae, H.-M., 2013] Kwon, S.-W. and Bae, H.-M., “*Variable-Precision Distributed Arithmetic (VPDA) MIMO Equalizer for Power-and-Area-Efficient 112 Gb/s Optical DP-QPSK Systems*”, in J. Lightw. Technol., vol. 31, n° 2, January, 2013.
- [Lach, E. and Wilfried, I., 2011] Lach, E. and Wilfried, I., “*Modulation formats for 100G and beyond*”, in Optical Fiber Technology, vol 17, pp. 377-386, 2011.
- [Leiva, A. et al., 2007] Leiva, A., Tarifeño, M. y Olivares, R., “*Efectos de la dispersión por modo de polarización (PMD) en la propagación de pulsos a través de fibras ópticas*”, en Ingeniare, Revista chilena de ingeniería, vol. 15 n° 3, pp. 336-343, 2007.
- [Lepley, J.J. et al., 2000] Lepley, J.J., Ellison, J.G., Edirisinghe, S.G., “*Excess penalty impairments of polarization shift keying transmission format in presence of polarization mode dispersion*”, in IEE Electron. Lett, 36(8), 736–737, 2000.
- [Li, A. et al., 2012] Li, A., Chen, X., Amin, A.A., Ye, J. and Shieh, W., “*Space-Division Multiplexed High-Speed Superchannel Transmission*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.

- [Li, L. *et al.*, 2012] Li, L., Jijun, Z., Degong, D. and Aihan, Y., “*Analysis modulation formats of DQPSK in WDM-PON system*”, in *Optik*, vol. 123, pp. 2050-2055, 2012.
- [Linke R.A. and Gnauck A.H., 1988] Linke, R.A. and Gnauck, A.H., “*High-capacity coherent lightwave systems*”, *J. Lightw. Technol.*, 6(11), 1750–1769, 1988.
- [Liqun, H. *et al.*, 2010] Liqun, H., Guang, Y., Yazhen, L., Jun, G. and Zhihua, L., “*L-Band EDFA with High Saturation Output Power and Low Noise Figure*”, in *International Conference On Computer Design And Appliations (ICCD)*, 2010.
- [Lujiao, L. *et al.*, 2011] Lujiao, L., Yaojun, Q. and Yuefeng, J., “*Suppression of intra-channel four-wave mixing in 40 Gbit/s RZ-DQPSK transmission with alternate-polarization*”, in *Optik*, vol. 122, pp. 2242–2245, 2011.
- [Ma, Y. *et al.*, 2009] Ma, Y., Yang, Q., Tang, Y., Chen, S. and Shieh, W., “*1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission over 600-km SSMF fiber with subwavelength bandwidth access*”, in *Opt. Express*, vol. 17, pp.9421–9427, 2009.
- [Mahapatra, A. and Murphy, E.J., 2002] Mahapatra, A. and Murphy, E.J., “*Electrooptic modulators*”, in *Optical Fiber Telecommunications IV*, (I. Kaminow and T. Li, eds), Academic Press, pp. 258–294, 2002.
- [Martensson, J. *et al.*, 2002] Martensson, J., Li, J., Berntson, A., “*Suppression of intra-channel four-wave mixing by phase modulation at one quarter of bit rate*”, in *IEEE Electron. Lett.*, 38, 1463–1465, 2002.
- [Martín, E.M., 2010] Martín, E.M., “*Análisis de Sistemas de Comunicaciones Ópticas de Alta Velocidad que emplean Láseres Modulados Directamente*”, Proyecto fin de carrera, Tutora: Paloma Rodríguez Horche. Universidad Politécnica de Madrid, Departamento de Fotónica y Bioingeniería, 2010.
- [McGhan, D. *et al.*, 2005] McGhan, D., Laperle, C., Savchenko, A., “*5120km RZ-DPSK Transmission over G.652 Fiber at 10 Gb/s with no Optical Dispersion Compensation*” in *Proc. OFC*, page PDP27, 2005.
- [Mecozzi, A. and Shtaif, M., 2004] Mecozzi, A. and Shtaif, M., “*Signal-to-Noise-Ratio Degradation Caused by Polarization-Dependent Loss and the Effect of Dynamic Gain Equalization*”, in *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, n° 8, August, 2004.
- [Mikkelsen, B. *et al.*, 2000] Mikkelsen, B., Raybon, G., Essiambre, R.J., “*320-Gb/s single-channel pseudolinear transmission over 200 km of nonzero-dispersion fiber*”, in *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 12, 1400–1402, 2000.
- [Miyamoto, Y. *et al.*, 2001] Miyamoto, Y., Yonenaga, K., Hirano, A., “*Duobinary Carrier-Suppressed Return-to-Zero Format and its Application to 100-GHz Spaced 8x43-Gb/s DWDM Unrepeated Transmission over 163 km*”, in *Proc. OFC*, page TuU4, 2001.
- [Mizuochi, T. *et al.*, 2003] Mizuochi, T., Kubo, K., Yoshida, H., “*Next Generation FEC for Optical Transmission Systems*” in *Proc. OFC*, page ThN1, 2003.
- [Morero, D.A. *et al.*, 2011] Morero, D.A., Castrillon, M.A., Ramos, F.A., Goette, T.A., Agazzi, O.E. and Hueda, M.R., “*Non-Concatenated FEC Codes for Ultra-High Speed Optical Transport Networks*”, in *IEEE Globecom*, 2011.
- [Morita, I., 2002] I. Morita, “*100% spectral-efficient 25 × 42.7 Gbit/s transmission using asymmetrically filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk suppressor*”, in: *Proc. ECOC 2002*, Copenhagen, Denmark, paper PD4.7, 2002.

- [Muriel, M.A., 2009] Muriel, M.A., “*Transparencias de Comunicaciones Ópticas*”. Publicaciones ETSIT-UPM 2009.
- [Nakazawa, M. *et al.*, 2000] Nakazawa, M., Yamamoto, T., Tamura, K.R., “*1.28 Tbit/s-70 km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compensation with a phase modulator*”, IEE Electron. Lett., 36, 2027–2029, 2000.
- [Negi, C.M.S. *et al.*, 2013] Negi, C.M.S., Irfan, A.K., Gireesh, G.S., Saral, K.G., Jitendra, K., “*Performance analysis of coherently detected orthogonal wavelength division multiplexing scheme*”, in Optik, vol. 124, issue 2, pp. 95-188, January 2013.
- [Ohm, M. and Speidel, J., 2003] Ohm, M. and Speidel, J., “*Quaternary optical ASK-DPSK and receivers with direct detection*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., 15(1), 159–161, 2003.
- [Ohm, M., 2004] Ohm, M., “*Optical 8-DPSK and receiver with direct detection and multilevel electrical signals*”, in IEEE/LEOS Workshop on Advanced Modulation Formats, pp. 45–46, 2004.
- [Oppenheim, A.V. and Young, I.T., 1983] Oppenheim, A.V. and Young, I.T., “*Signals and Systems*”, Prentice/Hall International Editions, First Edition, 1983.
- [Pachnicke, S. *et al.*, 2009] Pachnicke, S., Özdür, S., Griesser, H., Fürst, C. and Krummrich, P.M., “*Sensitivity to signal quantization of 43 Gb/s and 107 Gb/s optical 16-QAM OFDM transmission with coherent detection*”, in Optical Fiber Technology vol. 15, pp. 414-419, 2009.
- [Pereda, J.A.M., 2004] Pereda, J.A.M., “*Sistemas y Redes Ópticas de Comunicaciones*”. Pearson Educacion. 2004.
- [Rebola, J.L. and Cartaxo, A.V.T., 2012] Rebola, J.L. and Cartaxo, A.V.T., “*Moment Generating Function for the Rigorous Performance Assessment of Direct-Detection Baseband OFDM Communication Systems*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 23, December 1, 2012.
- [Rhee, J.-K.K., *et al.*, 2011] Rhee, J.-K.K., Lim, S.-J. and Kserawi, M., “*All Optical OFDM Transmission Systems*”, in Proc. of SPIE-OSA-IEEE Asia Communications and Photonics, vol. 8309 83091, 2011.
- [Roberts, R. *et al.*, 2006] Roberts, R., Strawczynski, L., Li, C., “*Electronic precompensation of optical nonlinearity*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., 18, 403–405, 2006.
- [Sakaguchi, J. *et al.*, 2013] Sakaguchi, J., Puttnam, B.J., Klaus, W., Awaji, Y., Wada, N., Kanno, A., Kawanishi, T., Imamura, K. and Watanabe, M., “*305 Tb/s Space Division Multiplexed Transmission Using Homogeneous 19-Core Fiber*”, in J. Lightw. Technol., vol. 31, n° 4, February 15, 2013.
- [Saleh, B.A.E. and Teich, M.C., 1991] Saleh, B.A.E. and Teich, M.C., “*Fundamentals of Photonics*” John Wiley & Sons, 1991.
- [Salsi, M. *et al.*, 2012] Salsi, M., Renaudier, J., Bertran-Pardo, O., Mardoyan, H., Tran, P., Charlet, G. and Bigo, S., “*100 Gb/s and Beyond for Submarine Systems*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.
- [Sano, A. *et al.*, 2007] Sano, A., Masuda, H., Kisaka, Y., “*14-Tb/s: 140x111-Gb/s PDM/WDM CSRZ-DQPSK Transmission over 160 km using 7-THz Bandwidth Extended L-Band EDFA*”, in Proc. ECOC, page Th4.1.1, 2007.
- [Saunders, R., 2011] Saunders, R., “*Coherent DWDM technology for high speed optical communications*”, Optical Fiber Technology, vol 17, pp. 445–451, September 2011.

- [Senior, J.M., 2009] Senior, J.M., “*Optical Fiber Communications, Principles and Practice*”. Prentice Hall. 2009.
- [Sikdar, D. *et al.*, 2012] Sikdar, D., Tiwari, V. and Chaubey, V.K., “*Investigation of RZ and NRZ pulse shape for optimum Duobinary transmission at 40 Gbps*” in International Journal for Light and Electron Optics, Department of Electrical and Electronics Engineering, B.I.T.S Pilani, Pilani, Rajasthan, India, 2012.
- [Sinsky, J. *et al.*, 2007] Sinsky, J., Adamiecki, A. and Buhl, L., “*107-Gbit/s Opto-Electronic Receiver with Hybrid Integrated Photodetector and Demultiplexer*” in Proc. OFC, page PDP30, 2007.
- [Sinsky, J.H and Winzer, P.J., 2009] Sinsky, J.H and Winzer, P.J., “*A Microwave Engineer’s Perspective*”, IEEE Microwave Magazine. April 2009.
- [Song, Y.W. *et al.*, 2005] Song, Y.W., Motaghian, S.M.R., Pan, Z. and Willner A.E., “*Efficient DOP monitoring of WDM channels for simultaneous PMD compensation*”, in Optics Communications, vol. 255, pp.225-229, 2005.
- [Sunnerud, H. *et al.*, 2012] Sunnerud, H., Sköld, M., Westlund, M. and Andrekson, P.A., “*Characterization of Complex Optical Modulation Formats at 100 Gb/s and Beyond by Coherent Optical Sampling*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.
- [Taylor, N. and Grochocinski, J., 2002] Taylor, N. and Grochocinski, J., “*The impact of Fiber Effective Area on Systems using Raman Amplification*”, in ISO 9001(WP7136), January 2002.
- [TFB, 2011] Departamento de Tecnología Fotónica y Bioingeniería, “*Transparencias de Comunicaciones Ópticas*”, Publicaciones ETSIT-UPM, 2011.
- [Tokle, T. *et al.*, 2004] Tokle, T., Davidson, C.R. and Nissov, M., “*Transmission of RZ-DQPSK over 6500km with 0.66 bit/s/Hz Spectral Efficiency*”, in IEEE/LEOS Workshop on Advanced Modulation Formats, page ThA2, 2004.
- [Tomiyaama, Y. *et al.*, 2011] Tomiyama, Y., Harako, K., Guan, P., Hirooka, T. and Masataka, N., “*Comparison between polarization-multiplexed DPSK and single-polarization DQPSK in 640 Gbaud, 1.28 Tbit/s–500 km single-channel transmission*”, in Optical Fiber Technology, vol. 17, pp. 439–444, 2011.
- [Tomkos, I. *et al.*, 2002] Tomkos, I., Hesse, R., Madamopoulos, N., Friedman, C., Antoniadis, N., Hallock, B., Vodhanel, R. and Boskovic, A., “*Transport Performance of an 80-Gb/s WDM Regional Area Transparent Ring Network Utilizing Directly Modulated Lasers*”, in J. Lightwave Technol., vol.20, pp. 562-573, April 2002.
- [Tonguz. O.K. and Flood, F.A., 2002] Tonguz. O.K. and Flood, F.A., “*EDFA-Based DWDM Lightwave Transmission Systems with End-to-End Power and SNR Equalization*”, in IEEE Transactions on Communications, vol. 50, n° 8, August 2002.
- [Tsuritani, T. *et al.*, 2004] Tsuritani, T., Agata, A., Morita, I. and Edagawa, N., “*Ultra-long-haul 40-Gbit/s-based DWDM transmission using optically prefiltered CS-RZ signals*”, IEEE J. Select. Top. Quantum Electron. 10, pp. 403–410, 2004.
- [TUHH] Technische Universität Hamburg-Harburg, (<http://www.tuhh.de/okt/Forschung/Pmd/>).
- [Turitsyna, E.G. *et al.*, 2004] Turitsyna, E.G., Bhamber, R., Mezentssev, V.K., Gillyooly, A., Mitchell, J. and Turitsyn, S.K., “*Design of FBG-based ultra-narrow asymmetric filter for transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency without polarization multiplexing*”, in Optical Fiber Technology, vol 11, pp. 202-208, September 2004.

- [Van den Borne, D. *et al.*, 2004] Van den Borne, D., Hecker-Denschlag, N.E., Khoe, G.D. and Waard, H., “*Cross Phase Modulation Induced Depolarization Penalties in 210 Gbit/s Polarization-Multiplexed Transmission*”, in Proc. ECOC, page Mo4.5.5, 2004.
- [Van den Borne, D. *et al.*, 2005] Van den Borne, D., Hecker-Denschlag, N.E., Khoe, G.D. and Waard, H., “*PMD-Induced Transmission Penalties in Polarization-Multiplexed Transmission*”, in J. Lightw. Technol., vol. 23, n° 12, December, 2005.
- [Van Wiggeren, G., 1999] Van Wiggeren, G., “*Transmission of linearly polarized light through a single-mode fiber with random fluctuations of birefringence*”, in Applied Optics., vol. 38, n° 18, pp. 3888-3892, June 1999.
- [Vasic, B. *et al.*, 2004] Vasic, B., Rao, V.S., Djordjevic, I.B., “*Ghost-pulse reduction in 40 Gb/s systems using line coding*”, in IEEE Photon. Technology Letters, Volumen 16, N° 7, pp. 1784-1786, 2004.
- [Veith, G. *et al.*, 2008] Veith, G., Lach, E. and Schuh, K., “*100 Gigabit-per-second: Ultra-high transmission bitrate for next generation optical transport networks*”, in C.R. Physique, vol.9. pp. 1002-1011, 2008.
- [Wada, S. *et al.*, 2006] Wada, S., Ohhira, R. and Ito, T., “*Compensation for PMD-Induced Time-Variant Waveform Distortions in 43-Gbit/s NRZ Transmission by Ultra-Wideband Electrical Equalizer Module*” in Proc. OFC, page OWE2, 2006.
- [Walden, R.H., 2008] Walden, R.H., “*Analog-to-digital converters and associated IC technologies*” in Proc. Compound Semicond. Integr. Circuits. Symp., pp.1-2, 2008.
- [Walklin, S. and Conradi, J., 1999] Walklin, S. and Conradi, J., “*Multilevel signaling for increasing the reach of 10 Gb/s lightwave systems*”, in J.Lightwave Technology, 17(11), pp.2235-2248, 1999.
- [Weber, H.G. *et al.*, 2006] Weber, H.G., Ludwig, R. and Ferber, S., “*Ultrahigh-speed OTDM-transmission technology*”, J. Lightw. Technol., 24, 4616–4627, 2006.
- [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2003] Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., “*Advanced Optical Modulation Formats*”, in Proc. ECOC, page Th2.6.1, 2003.
- [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2004] Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., “*System Trade-Offs and Optical Modulation Formats*”, in Proc. OAA, page OTuC4, 2004.
- [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2006] Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., “*Advanced optical modulation formats*”, Proc. IEEE, vol.94, n° 5, pp.952-985, May 2006.
- [Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., 2008] Winzer, P.J. and Essiambre, R.J., “*Advanced optical modulation formats*”, in Optical Fiber Telecommunications. ISBN: 978-0-12-374172-1, 2008.
- [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2004] Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., “*Optical Phase-Shift-Keyed Transmision*”, IEEE Communications Magazine. June 2004.
- [Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., 2005] Winzer, P.J. and Gnauck, A.H., “*Optical Phase-Shift-Keyed Transmision*”, in J. Lightw. Technol., 23(1), 115–130, 2005.
- [Winzer, P.J. and Kim, H., 2003] Winzer, P.J. and Kim, H., “*Degradations in balanced DPSK receivers*”, IEEE Photon. Technol. Lett., 15(9), 1282–1284, 2003.
- [Winzer, P.J. *et al.*, 2001] Winzer, P.J., Pfennigbauer, M., Strasser, M. and Leeb, W.R., “*Optimum filter bandwidths for optically preamplified RZ and NRZ receivers*”, in J. Lightw. Technol., 19(9), 1263–1273, 2001.

- [Winzer, P.J. *et al.*, 2003] Winzer, P.J., Chandrasekhar, S. and Kim, H., “*Impact of filtering on RZ-DPSK reception*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., 15(6), 840–842, 2003.
- [Winzer, P.J. *et al.*, 2006] Winzer, P.J., Raybon, G. and Doerr, C.R., “*107-Gb/s optical signal generation using electronic time-division multiplexing*”, in J. Lightw. Technol., 24, 3107–3113, 2006.
- [Winzer, P.J. *et al.*, 2006] Winzer, P.J., Raybon, G., Doerr, C.R., “*2000-km WDM Transmission of 107-Gb/s RZ-DQPSK*”, in Proc. ECOC, 2006.
- [Winzer, P.J. *et al.*, 2007] Winzer, P.J., Raybon, G., Chandrasekhar, S., “*10x107-Gb/s NRZ-DQPSK transmission at 1.0 b/s/Hz over 12x100 km including 6 optical routing nodes*”, in Proc. OFC, page PDP24, 2007.
- [Winzer, P.J., 2010] Winzer, P.J., “*Beyond 100G Ethernet*”, IEEE Communications Magazine, July 2010.
- [Winzer, P.J., 2012] Winzer, P.J., “*High-Spectral-Efficiency Optical Modulation Formats*”, in J. Lightw. Technol., vol. 30, n° 24, December 15, 2012.
- [Yamada, M. *et al.*, 1998] Yamada, M., Mori, A., Kobayashi, K., Ono, H., Kanamori, T., Oikawa, K., Nishida, Y. and Ohishi, Y., “*Gain-Flattened Tellurite-Based EDFA with a Flat Amplification Bandwidth of 76 nm*”, in IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, n° 9, September 1998.
- [YanJun, Z. *et al.*, 2004] YanJun, Z., Cordina, K., Jolley, N., Feced, R., Kee, H., Rickard, R. and Hadjifotiou, A., “*1.6 b/s/Hz orthogonally polarized CSRZ-DQPSK transmission of 8x40 Gb/s over 320 Km NZDSF*”, in Proceedings of OFC, Paper TuF1, 2004.
- [YanJun, Z. *et al.*, 2011] YanJun, Z., Chuandong, L., Zhuhong, Z., Fei, Z. and Yusheng, B., “*100G optical transport based on polarization and/or subcarrier multiplexed modulation formats*”, in Optical Fiber Technology vol. 17, pp. 403-411, 2011.
- [Yoshikane, N. *et al.*, 2002] Yoshikane, N., Morita, I., Agata, A., Tsuritani, T. and Edagawa, N., “*50 GHz-spaced 55x42.7 Gb/s transmission over 2500 km using a SPM-based all-optical reshaper*”, in: Proc. OAA, Vancouver, Canada, paper PD6, 2002.
- [Yu, J. *et al.*, 2013] Yu, J., Dong, Z., Chien, H.-C., Jia, Z., Li, X., Huo, D., Gunkel, M., Wagner, P., Mayer, H. and Schippel, A., “*Transmission of 200 G PDM-CSRZ-QPSK and PDM-16QAM With a SE of 4 b/s/Hz*”, in J. Lightw. Technol., vol. 31, n° 4, February 15, 2013.
- [Zhang, S. and Hui, R., 2004] Zhang, S. and Hui, R., “*Impact of optical formats on SPM-induced limitation in dispersion-managed optical system*”, in IEEE/LEOS Workshop, pp.31-32, 2004.